Anno III - Ottobre 1959 - Sped. in abbon. postale - Gruppo III

alta fedeltà

NUMERO 10 LIRE 250

Direzione, Redazione,
Amministrazione
VIA SENATO, 28
MILANO
Tel. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

sommario al n. 10 di alta fedeltà

Direttore tecnico: dott. ing. Antonio Nicolich

Direttore responsabile: Alfonso Giovene

pubblicazione mensile

Un fascicolo separato costa L. 250; abbonamento annuo L. 2500 più 50 (2% imposta generale sull'entrata); estero L. 5000 più 100.
Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Autorizz. del Tribunale di Milano N. 4231 - Tip. TET - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Milano

La XXV^a Mostra della Radio

Milano 12 - 21 settembre 1959

Eccessivamente pretenzioso potrebbe essere qualificato colui, il quale immaginasse che ogni Mostra o Fiera (quante Mostre e quante Fiere vengono allestite nel giro di una rivoluzione terrestre intorno al sole! Molte, forse troppe) debba necessariamente arrecare nell'ambito che le compete, novità sensazionali, ritrovati sbalorditivi, che chiudano le porte di un recentissimo passato divenuto improvvisamente decrepito, ed inizino ere novelle, straordinariamente più evolute, l'apporto delle quali sia decisivo per far vivere meglio l'umanità.

Quest'anno la « Mostra della Radio », 25^a edizione, non ci ha messi k.o. con dei piatti forti, ma non per questo costituisce una battuta di arresto.

Il progresso c'è stato rispetto allo scorso anno, ma si tratta di un progresso in sordina, che sviluppa e migliora i temi precedenti. Possiamo così riassumere: generalizzazione della stereofonia su disco; moltiplicazione dei magnetofoni a carattere economico popolare; sviluppo pieno della transistorizzazione degli apparati radio; televisori per U.H.F., relative antenne e relativi gruppi convertitori separati (pochini questi ultimi, in verità); tubi catodici a 110° ormai universalmente adottati. A ciò si deve aggiungere una annunciata novità da ritenersi sensazionale; ci viene dalla RAI-TV: la filodiffusione stereofonica. Può essere che lo scopo principale di simili radiotrasmissioni sia quello di dare vita a quel feto che si chiama appunto filodiffusione, ma a noi interessa che anche in Italia si stia pensando seriamente alle radioemissioni stereo; non importa quindi se gran parte del pubblico della 25^a Mostra sia uscito deluso gridando alla, scusate, imbrogliatura (è il pubblico che lo dice, non il sottoscritto) dal padiglione della RAI-TV, in cui era entrato convinto di ascoltare il radiotelefono stereo, e dove invece vi ha trovato brancolando nel buio solo schemi dimostrativi, che a suo parere non dimostrano nulla). Ciò non ha importanza, ripetiamo; quello che conta è che la filodiffusione stereo è tutta una promessa per il futuro, rappresentando la base di lancio delle radiotrasmissioni stereofoniche.

Un applauso quindi alla RAI-TV, che incitiamo sportivamente « forza, dai! », ed un applauso incondizionato agli organizzatori della Mostra, in particolare all'Ing. Piero Anfossi ed al Signor Silvano Ercolani, rispettivamente Presidente e Segretario generale dell'ANIE.

Dott. Ing A. NICOLICH

Serie "CONO LIBERO,,

80-FR Full-range

STEPHENS **TRUSONIC** INC.

120-CX Coaxial

120-FR Full-range

5 KT Toroid Tweeter con network

150-CX Coaxial

STEPHENS

l'altoparlante più richiesto dai tecnici e dai musicisti

TIPO	MODELLO	Impedenza	Risonanza del cono	Risposta di frequenza	Potenza	Diametro
		ohm	cps.	cps.	watt	cm.
80-FR	Full-range	8-16	50	40-15000	25	20
120-FR	Full-range	8-16	40	30-15000	30	30
150-FR	Full-range	8-16	23	20-14000	35	38
120-CX	Coaxial	16	30	30-25000	30	30
150-CX	Coaxial	16	23	20-25000	35	38
120-W	Woofer	16	30	30-5000	30	30
5-KT	Tweeter	16	—	5000-25000	—	—

NEWCOL CORPORATION OF ITALY LTD.

ROMA - Via Nazionale 230

PARTE XXI

INTRODUZIONE ALL'ALTA FEDELTA'

Gli altoparlanti

Dott. Ing. F. SIMONINI

L'equilibrio tonale

A chiusura di quanto esposto sulla teoria generale della generazione e ricezione dei suoni accenneremo qui ad una caratteristica poco nota del nostro orecchio: e cioè la tendenza a gradire in eguale misura sia l'abbondanza o la deficienza delle frequenze agli estremi dello spettro acustico.

In altre parole, per una buona riproduzione, per un ascolto gradevole, occorrono sia i bassi che gli acuti ma in eguale misura con un certo cosidetto « Equilibrio tonale ».

Così per l'alta fedeltà ai 30-40 Hz dovranno corrispondere i 15000 mentre nei modesti ricevitori per onde medie il cui programma di ricezione non contiene frequenze inferiori ai 150 ÷ 200 Hz, causa le limitate dimensioni dell'altoparlante, vale la pena di togliere tutte le frequenze superiori ai 5000 Hz. Si spiega così il condensatore da 5000 pF che in questi ricevitori viene disposto spietatamente in parallelo al primario del trasformatore di uscita.

Il grafico di fig. 4 parla in proposito e fornisce una chiara indicazione al progettista di bassa frequenza.

Come si vede la barra disposta trasversalmente nel grafico indica che non si tratta, come in pratica in tutte le sensazioni acustiche, di un fenomeno critico.

L'equilibrio tonale quindi viene raggiunto con facilità equalizzando anche « a sentimento » gli estremi della banda. Ciò vale in modo particolare per i pezzi che vengono ripresi su nastro ed equalizzati alla buona all'atto della ripresa da operatori poco esperti oppure tutte le volte che le condizioni ambientali favoriscono un estremo della banda rispetto all'altro.

A completamento delle basi teoriche esposte nello scorso numero della rivista riportiamo in fig. 1 - 2 - 3 illustrazioni di una certa importanza che lo spazio tiranno ci aveva fatto escludere.

La prima mostra le differenze come andamento di armoniche (quelle appunto che formano il « timbro » dello strumento), per cinque differenti strumenti musicali che emettono delle note di frequenza fondamentali poco discoste da una delle altre, e per un suono tipico della voce umana.

La seconda mostra invece la frequenza fondamentale e le frequenze armoniche che compongono una di queste note musicali.

E' un'esempio questo di « analisi armonica » interessante in quanto mostra non solo i rapporti di ampiezza tra le varie armoniche ma anche i rapporti di fase rilevabili come quelli di ampiezza dalla costruzione grafica che, sommando algebricamente per ogni frazione di periodo i valori in ordinata per le varie armoniche permette di risalire alla forma d'onda in esame.

La fig. 3 mostra ad esempio l'andamento delle ampiezze dei vari componenti armonici ma non fornisce nessuna indicazione dei relativi rapporti di fase.

Questa rappresentazione peraltro utilissima in alcuni casi viene detta « Spettro acustico di un suono ».

Le rappresentazioni di fig. 2 - 3 valgono solo per dei suoni e non hanno nessun senso per i rumori che sono costituiti da una successione di compressioni e rarefazioni con un andamento che non mostra nessuna ricorrenza.

A chiusura di quanto abbiamo riportato nel capitolo di cui allo scorso numero a proposito del comportamento del nostro orecchio diremo che non solo l'audizione è soggetta a criteri di giudizio puramente soggettivi ma anche alle condizioni di affaticamento generale dello stesso sistema nervoso centrale.

Così se si desidera gustare veramente della buona musica occorre avere il sistema nervoso in buone condizioni. Ciò vale anche per coloro che vanno ad un concerto per realizzare una buona distensione degli affanni di ogni giorno.

L'altoparlante

L'organo che presiede alla generazione dei suoni è detto trasduttore elettroacustico in quanto realizza la trasformazione di un segnale elettrico in onda sonora.

Per questa trasformazione si sfruttano:

— le forze che vengono generate da un campo magnetico che mette in movimento un'ancoretta di ferro (altoparlanti elettromagnetici);

— le forze che si generano sulle armature di un condensatore (altoparlanti elettrostatici);

— le forze che si provocano quando si sfrutta l'effetto piezoelettrico (altoparlanti piezoelettrici o a cristallo);

— le forze cui è soggetta una bobina percorsa da corrente alternata quando sia immersa in modo da tagliare le linee di forza di un campo magnetico generato se il caso da un magnete permanente (altoparlanti elettrodinamici o a bobina mobile).

In fig. 5 sono rappresentanti schematicamente questi altoparlanti.

In b) e c) sono indicate due distinte versioni dell'altoparlante elettromagnetico. Come si vede ambedue utilizzano un magnete permanente nel circuito magnetico.

Come dimostreremo qui di seguito questa disposizione migliora il funzionamento dell'altoparlante riducendo la distorsione che inevitabilmente si viene a produrre.

Il primo tipo indicato in b) permette una riproduzione con la quasi totale esclusione delle note più basse; ciò a causa della rigidezza della armatura e delle risonanze del sistema.

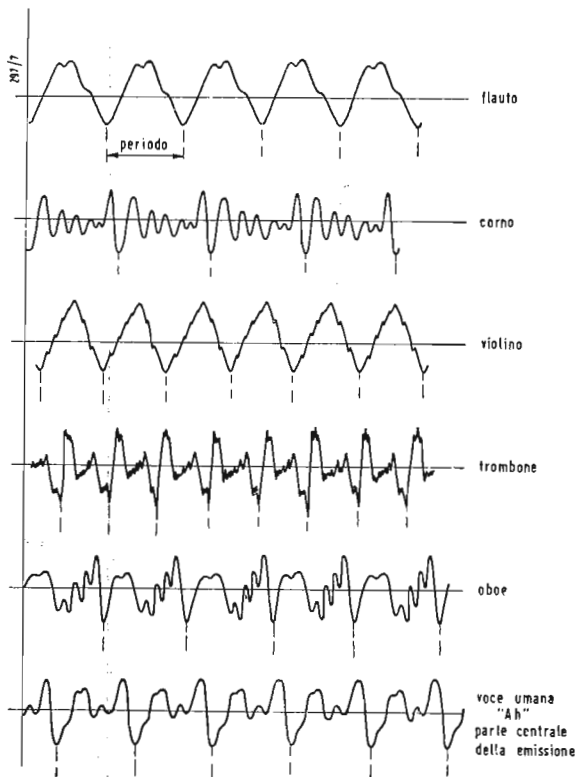



Fig. 1 ▲

Andamento della forma d'onda di note di frequenze molto vicine tra loro emessi da vari strumenti musicali. L'andamento irregolare e vario è dovuto alla ricchezza di frequenze armoniche corrispondente al diverso «timbro» di ogni strumento. Per confronto si è riportato purel' andamento del suono corrispondente alla espressione della voce umana «Ah».

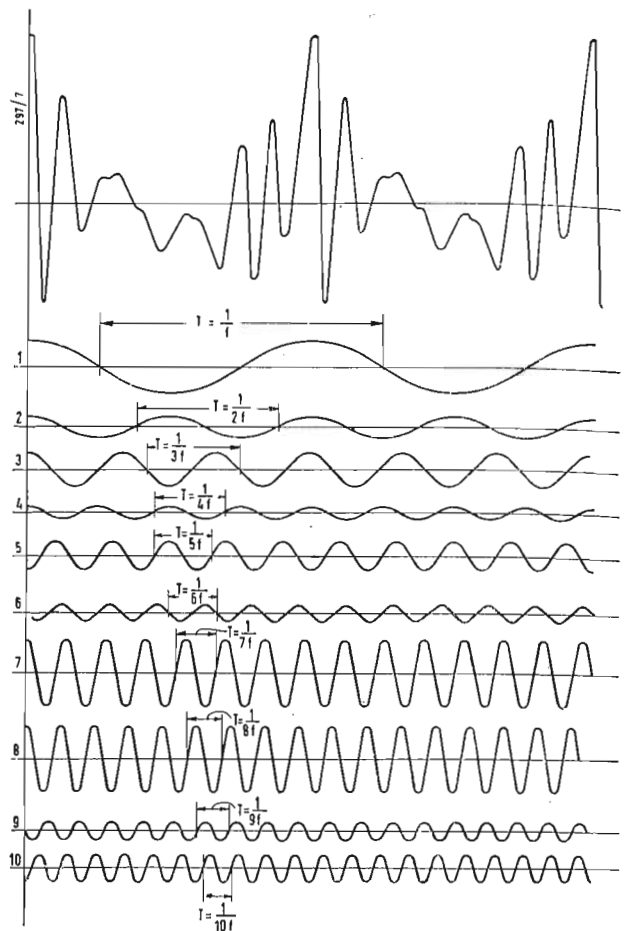



Fig. 2 ▲

Risultato dell'analisi armonica dei vari toni puri di andamento cioè sinusoidale che compongono una misura diversa quanto ad ampiezza e fase un tono di forma d'onda complessa.

Il secondo tipo od ancoretta bilanciata, lavora con una minor rigidezza e permette la riproduzione fino ai 120 Hz. L'inconveniente fondamentale di entrambe queste due soluzioni è comunque il fatto che l'avvolgimento alimentato dal segnale è ad alta impedenza e che questi altoparlanti pur presentando un discreto rendimento e lavorando quindi con buona sensibilità non portano forti potenze specie all'estremo inferiore del campo acustico ove più ampi debbono essere i movimenti del cono.

Si richiederà sempre inoltre un magnete permanente di notevoli dimensioni e peso. Esaminiamone ora l'influenza in via analitica.

La forza F cui viene soggetta l'ancoretta dell'altoparlante è data dalla relazione:

$$F = KH^2$$

ove con H si indica il valore del campo magnetico e con K una costante generale del sistema.

Il campo H poniamo sia composto da un campo H_1 fisso generato dal magnete permanente e da un campo h_2 variabile con il segnale sinusoidale che poniamo per semplicità lo generi: $h_2 = H_2 \operatorname{sen} \omega t$.

La forza F verrà allora definita dalla relazione:

$$F = KH^2 = K\,(H_1 + h_2)^2$$

e sviluppando

$$F = K\,(H_1^2 + 2H_1\,h_2 + h_2^2) =$$
$$= K\,(H_1^2 + 2H_1\,H_2 \operatorname{sen} \omega t + H_2 \operatorname{sen}^2 \omega t) =$$
$$= [H_1^2 + 2\,H_1\,H_2 \operatorname{sen} \omega t + H_2^2\,(1/2 - 1/2 \cos 2\,\omega\,t)] =$$
$$= K(H_1^2 + 1/2\,H_2^2) + 2H_1\,H_2 \operatorname{sen} \omega t +$$
$$+ 1/2\,KH_2^2 \operatorname{sen} \left(2\,\omega\,t + \frac{3\,\pi}{2}\right)$$

Analizzando il primo termine di questa ultima espressione si vede che la forza avrà una componente fissa dovuta al magnete permanente di campo H_1. Il secondo termine dice invece chiaramente che per una buona sensibilità occorre un notevole valore H_1 del campo magnetico fisso ed occorrerebbe pure un forte campo variabile $H_2 \operatorname{sen} \omega t$ se il terzo termine non ammonisse che i prodotti armonici $\left(\operatorname{sen} 2\,\omega\,t + \frac{3\,\pi}{2}\right)$ sono tanto minori quanto più debole è il campo variabile generato dal segnale rispetto a quello fisso.

Questo è in sostanza il motivo fondamentale per cui questo tipo di altoparlante non porta forti potenze.

Ciò non toglie che, ad esempio i famosi altoparlanti

elettromagnetici « Point Bleu » abbiano fatto la felicità di molti amatori specie per l'elevatissima sensibilità che essi permettevano. Pochi mW erano sufficienti infatti a procurare una discreta riproduzione sonora. Applicando degli elettrodi o dei cristalli come indicato in e) è possibile ottenere una deformazione dei cristalli proporzionale alla tensione applicata.

Se ai cristalli viene applicata una sbarretta rigida è possibile come viene schematizzata in fig. 5 e, eccitare convenientemente il cono di un altoparlante.

Questo tipo di altoparlante si presta, anche per l'elevatissima impedenza che presenta, alla riproduzione delle note acute dello spettro acustico.

Le più basse vengono invece mal riprodotte anche a causa dei notevoli spostamenti di cono che esse richiedono.

Attualmente l'effetto piezoelettrico viene sfruttato solo per costruire « tweeter » per le note acute e delle ottime cuffie che permettono la riproduzione dei suoni fino a 12-15 kHz.

Solo in questi ultimi anni nel 53 e 54 sono stati sviluppati gli altoparlanti elettroacustici.

Per le caratteristiche di costruzione essi si comportano come dei trasduttori elettroacustici di elevato rendimento ed assolutamente lineari come risposta.
Presentano comunque anche degli inconvenienti in quanto:

— Richiedono una tensione di polarizzazione continua che deve ovviamente essere perfettamente filtrata da ogni residuo alternato. Questa tensione dai 250 V necessari per un « tweeter » con limite inferiore di frequenza di 2 kHz passa fino ai 4000 V che furono impiegati ad esempio per una installazione progettata e realizzata nel 1955 per la riproduzione dai 40 Hz ai 14000 Hz dalla ditta Acoustical Manifacturing Co. Ltd. Huntington.

— Richiedono un accoppiamento ad impedenza elevatissima che nella disposizione bilanciata di fig. 6 viene ottenuto con un trasformatore di accoppiamento che limita di necessità la linearità di risposta del sistema ed introduce notevoli costi.

— Comportano dimensioni di sensibile ingombro nel caso che riproducano le frequenze inferiori.

L'altoparlante progettato per i 40 Hz di cui si accennava qui sopra è realizzato con un pannello alto 1,5 metri e

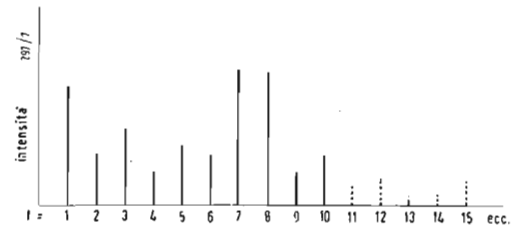



Fig. 3 ▲

Spretto delle armoniche che compongono un tono di forma d'onda complessa. Questa rappresentazione non tiene conto della fase delle varie armoniche.

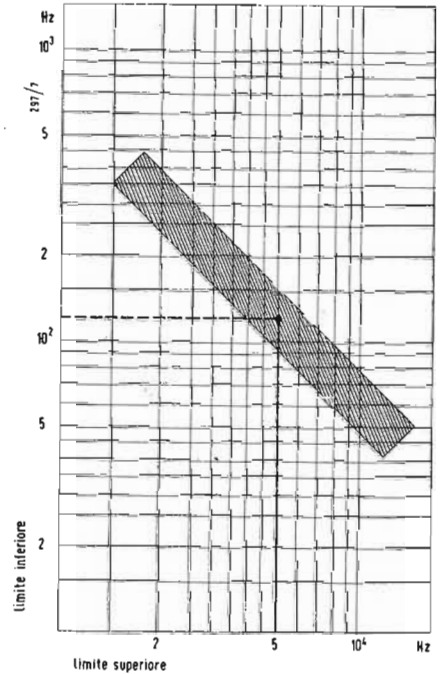



Fig. 4 ▶

Grafico per il calcolo dei limiti di frequenza superiore ed inferiore necessari per un buon equilibrio tonale.

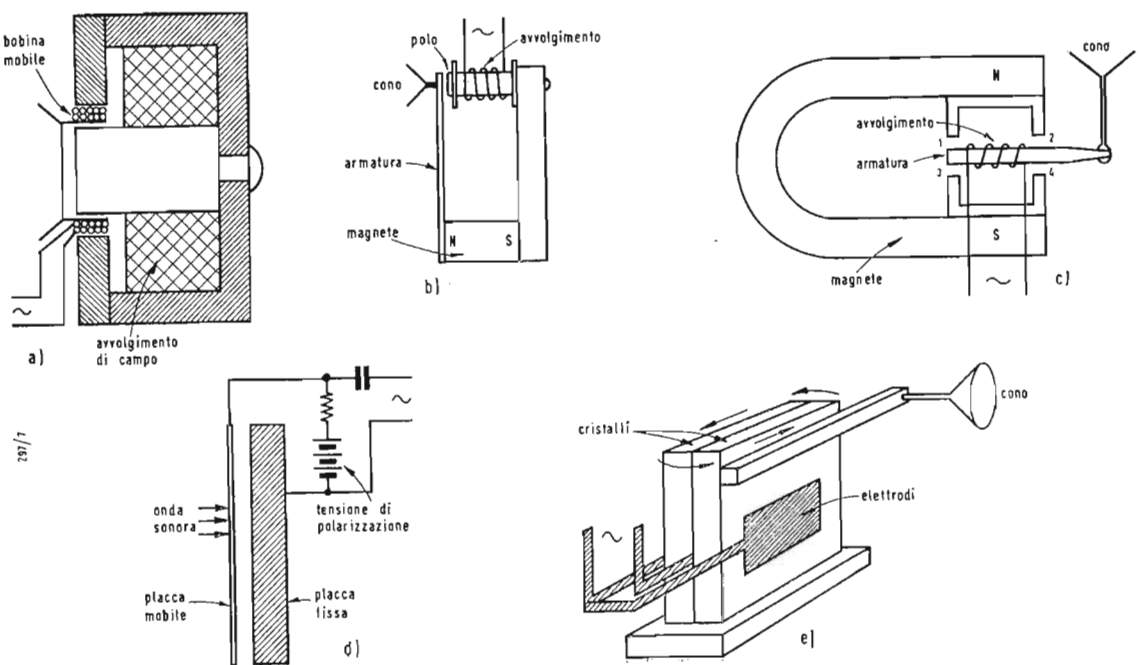
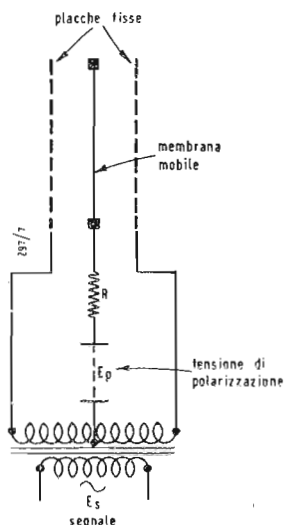



Fig. 5 ▶

Rappresentazione schematica del principio fisico sul quale si basano i principali tipi di altoparlanti,

◀ Fig. 6

Disposizione schematica di un altoparlante elettrostatico funzionante con disposizione in controfase.

Fig. 7 ▲

Questi (secondo il Briggs) sono i dati comparativi che permettono di rilevare l'evoluzione dell'altoparlante elettrodinamico dal 1932 ai nostri giorni.

largo 60 centimetri. Per questo motivo questi altoparlanti dovrebbero venir montati in modo da costituire parte della parete divisoria della stanza in cui avviene l'audizione.

Sono piuttosto delicati di costruzione e manutenzione specie se costruiti con notevoli dimensioni come nell'esempio già citato.

La membrana vibrante è infatti realizzata con una lastra metallica sottilissima e disposta a ridottissima distanza dalle placche fisse che nella disposizione di fig. 5 che è la più usata sono forate in modo da permettere il passaggio delle onde sonore.

E' logico pensare che ogni differenza di depressione che si venga a creare tra le due faccie della membrana dà luogo ad una deformazione che anche se limitata diciamo, alla durata del colpo d'aria, mette fuori uso l'altoparlante per tutto il tempo in cui essa dura.

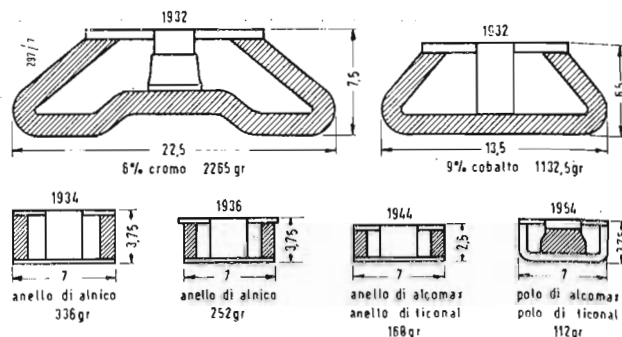
Brusche e forti depressioni possono poi danneggiare la delicata membrana.

Per tutti questi motivi gli elettrostatici sono finora stati impiegati solo per la riproduzione delle note acute a partire da limiti abbastanza elevati per la frequenza inferiore come 1000 o 2000 Hz.

— Nella fig. 5 in a) è schematizzata la costruzione di un altoparlante a bobina mobile ad eccitazione separata realizzata con una bobina di campo. Questa è ancora oggi la soluzione preferita per la larghezza di banda riprodotta, per la relativamente bassa impedenza di lavoro ma sopratutto per i bassi costi di produzione che si sono avuti specialmente per effetto dello stampaggio dei coni.

Si sono realizzate delle esecuzioni ad elevata impedenza di bobina mobile fino ad un valore di 600 Ω (Philips) in modo da accoppiare direttamente l'altoparlante alla valvola finale senza trasformatore di uscita. Si è con ciò seguita una strada già battuta per il passato fino da vent'anni fa ma la priorità rimane tutt'ora all'accoppiamento a trasformatore con impedenze di lavoro che si aggirano dai 2 ai 15 Ω.

Gli altoparlanti a bobina mobile hanno via via migliorato le loro caratteristiche col passare del tempo; la principale miglioria fu realizzata con l'avvento dei moderni magneti permanenti ad alta densità di flusso che hanno aumentato la sensibilità ed il rendimento degli altoparlanti in modo decisivo.

Si hanno sempre delle notevoli difficoltà a realizzare una banda di lavoro sufficientemente estesa. Se è facile coprire una banda che vada dagli 80 agli 8000 Hz molto arduo, spesso impossibile con alcune soluzioni è andare dai 30 ai 15000 Hz.

Sui bassi si ha una bassa resistenza di radiazione che limita il rendimento oltre a distorsione causata dalle forti escursioni del cono, mentre sugli acuti la massa dell'equipaggio mobile riduce decisamente la banda.
Se si aumentano le dimensioni del cono si migliora la risposta sui bassi ma si peggiora quelle degli acuti perchè aumenta la massa del cono.

Vari artifici sono stati elaborati per superare queste limitazioni ma certo le migliori soluzioni si sono ottenute solo con altoparlanti di circa 25 cm. di diametro massimo.

Gli altoparlanti a bobina mobile si sono sensibilmente ridotti come dimensioni con l'avvento dei nuovi magneti permanenti.

La fig. 7 mostra comparativamente la progressiva riduzione di dimensioni e peso del magnete di un altoparlante con densità di flusso di 7000 linee per cm² in un traferro di 1 mm. con un nucleo centrale di 2,5 cm. di diametro. La comparazione è intesa a pari prestazione da parte di ogni soluzione costruttiva indicata in fig. 7.

Come si vede dalla soluzione del magnete ad anello si è passati ultimamente a quella a nucleo centrale.
Quest'ultima soluzione presenta il notevole vantaggio di evitare ogni flusso disperso attorno al magnete dell'altoparlante ed a ciò si è arrivati appunto per evitare che nei televisori l'altoparlante che di solito è disposto frontalmente vicino al tubo a raggi catodico venga a provocare una distorsione nell'immagine.

La densità di flusso realizzabile con i nuovi magneti ha grande importanza in quanto dà luogo ad una riproduzione viva e ricca di transitori (specie all'attacco dei pezzi) aumentando inoltre la potenza massima che può sopportare l'altoparlante delle frequenze più basse.

E' possibile raggiungere un massimo flusso e senza troppa difficoltà le limitazioni sono date dalla saturazione delle parti metalliche che costituiscono il circuito magnetico.

Secondo dei dati forniti dal Briggs un nucleo di 2,5 cm di diametro va in saturazione con 14000 linee di flusso per cm² e dal punto di vista economico non conviene superare questo limite a meno di non ridurre il traferro.

Con un nucleo di 19 mm di diametro e dimensioni normali di traferro la saturazione comincia con le 9000 linee per cm². ■

L'ALTA FEDELTA' E LA STEREOFONIA

Dott. Ing. G. RAMBALDI

« L'alta fedeltà », che già da alcuni anni si era affermata nel campo fonografico, ultimamente aveva raggiunto un livello tecnico così soddisfacente che, pure nei trattati tecnici di questo ramo, si parlava di una perfezione tale per cui ben difficilmente si attendevano delle novità.
Nonostante il parere concorde che nessuna novità era da attendersi, ecco improvvisamente apparire in forma evidente lo scorso anno la « stereofonia », che prima in America, poi in Europa, ha assunto una importanza fondamentale per la riproduzione di dischi e ci auguriamo che lo sia in un prossimo futuro anche per le trasmissioni radiofoniche.
Era più che logico che questa novità richiamasse subito l'attenzione anche dei « non iniziati » alla riproduzione discografica ed infatti, la possibilità di distinguere chiaramente ogni singolo strumento di un'orchestra e la loro sistemazione nella stessa, l'effettivo allargamento della « base » di provenienza del suono permettono di raggiungere nella riproduzione stereofonica una definizione mai ottenuta con apparecchiature ad alta fedeltà anche se costosissime.

Non volendo ora tenere conto dei primi appariscenti risultati commerciali che la stereofonia ha ottenuto, ci si è posti più volte questo interrogativo tecnico:

— possiede la stereofonia le caratteristiche della riproduzione ad alta fedeltà, tale cioè da permettere un soddisfacente ascolto con apparecchiature adeguate?

Ed a questa domanda noi vogliamo aggiungere quest'altra:

— quanto è stato definito al sorgere del problema stereofonico (e cioè necessità di due canali ben distinti ad alta fedeltà e sistemazione ben definita delle due sorgenti sonore nell'ambiente d'ascolto) è presupposto inderogabile per il raggiungimento di un'ottima riproduzione stereofonica?
Trascurando per il momento la questione relativa alla dislocazione delle sorgenti sonore rappresentanti la « base » per ottenere la massima zona d'ascolto per la presenza dell'effetto stereofonico, questione che sarà oggetto di un prossimo articolo, intendiamo ora rispondere ai rimanenti interrogativi con l'ordine con cui li abbiamo formulati.

Più volte si è detto che dal punto di vista teorico le distorsioni che si generano nei dischi « incisi » con il sistema 45°-45° (sistema ormai adottato da tutte le case discografiche) sono di gran lunga maggiori di quelle che si trovano nel disco microsolco monofonico. Diversi fattori, che ora si ritiene inutile formulare, intervengono a sostegno di questa teoria.

Il rivelatore stesso (si pensi al movimento integrativo della puntina nel suo piano verticale) evidentemente « collabora » alla generazione di distorsioni.

Si è però effettivamente constatato, ma non adeguatamente spiegato, se non basandosi su favorevoli effetti fisiologici, che se esiste la presenza di distorsione, intollerabile in una riproduzione monofonica con una apparecchiatura ad alta fedeltà, questa distorsione, con dati di fatto innegabili si afferma, scompare o se non altro si attenua fortemente nella riproduzione di un disco stereofonico.

A ragion veduta si può quindi rispondere con tutta tranquillità alla prima domanda e dare questa risposta:
— la riproduzione di un disco stereofonico è comunque gradevole anche se il disco non è riprodotto con un'apparecchiatura ad alta fedeltà, ma soltanto con un'apparecchiatura di buona qualità (avente una gamma di risposta da 60 a 16000 Hz ± 2 dB e distorsione inferiore all'1 % alla potenza nominale).
Si deve ora rispondere alla seconda domanda (non prendendo qui in considerazione come si è già detto quanto riguarda la dislocazione delle sorgenti sonore).
Si è più volte ripetuto che l'effetto di percezione di provenienza del suono dipende da diversi fattori di cui 2 sono i principali:

1) la differenza dell'intensità dei suoni di egual frequenza provenienti dalle due sorgenti;

2) la differenza di fase di due suoni uguali in frequenza ed intensità.

Per quanto riguarda il primo fattore si è dimostrato che solo per il campo delle frequenze che si possono definire « medie » (dai 300 ai 6000 Hz) è molto facile stabilire la provenienza: invece per le altre frequenze (basse ed alte) la stessa teoria di Fletcher - Munson ci permette di stabilire che solo se la differenza di livello fra queste frequenze è veramente considerevole, si può constatare e rilevare il punto di provenienza.

Anche per quanto riguarda la differenza di fase (secondo fattore) si è constatato che questa si avverte solo distintamente nel campo delle frequenze « medie » poichè è ben difficile percepire differenze di fase di due suoni provenienti da due diverse sorgenti aventi lun-

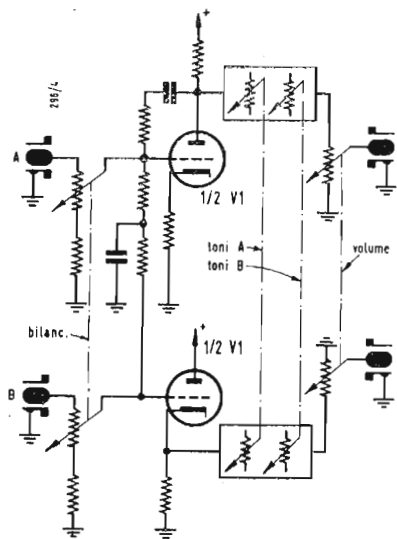



Fig. 1 ▲
Schema a blocchi dello stadio inversore di fase, dei comandi di tono, di volume e di bilanciamento e del filtro passa basso del circuito decritto.

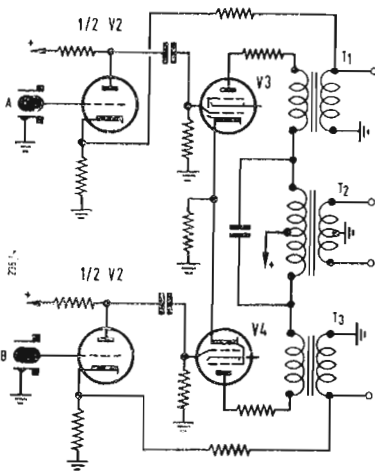



Fig. 2 ▲
Schema teorico dello stadio finale.

ghezze d'onda molto lunghe come nel caso delle frequenze basse (essendo in questo caso trascurabile rispetto a queste lunghezze d'onda, la distanza fra i due padiglioni auricolari) o nel caso contrario, aventi lunghezze d'onda molto corte.
Quanto si è detto ci permette allora di dedurre quanto segue:
per la riproduzione stereofonica di qualità occorrono:
— una buona apparecchiatura di riproduzione monofonica che « risponda » perfettamente alle basse (al di sotto dei 300 Hz) ed alle alte frequenze (al di sopra dei 6000 Hz) intendendo ciò con riproduzione monofonica avvenuta convogliando dette frequenze, sia rilevate dal canale destro che dal canale sinistro del disco stereo in un unico complesso, completo di riproduzione; due apparecchiature uguali e complementari per la riproduzione dei segnali di frequenze « medie » relative ai due canali sinistro e destro.
Ciò comporta, pur mantenendo inalterate le qualità di riproduzione, sia per quanto riguarda la « risposta », sia per quanto riguarda la limitazione delle distorsioni, a dimensioni ben limitate sia dal punto di vista elettrico, che meccanico delle apparecchiature (amplificatori ed altoparlanti) relative alla riproduzione di frequenze « medie », mentre soltanto per una adeguata riproduzione delle basse frequenze occorrerà una sufficiente potenza.
Mettendo in pratica questa schematizzazione enunciata, ma necessariamente suddividendo la gamma di frequenze in due parti, al di sotto ed al di sopra dei 300 Hz, per non provocare complicazioni circuitali, si è potuto portare a termine lo studio riguardante la parte amplificatrice di un complesso per la riproduzione di dischi « stereo » limitando il numero delle valvole di potenza al minimo indispensabile cioè a due soltanto.

I pentodi usati vengono fatti « lavorare » (classe A) distintamente per la riproduzione delle frequenze « medie » ed « alte » di ogni canale (sinistro e destro) ed in controfase per la riproduzione delle frequenze al di sotto dei 300 Hz di ambedue i canali.

La figura 1 mostra lo schema a blocchi del circuito realizzato riguardante lo stadio inversore di fase, i comandi di volume, di toni e di bilanciamento ed il filtro passabasso necessario al « convogliamento reciproco » nei due canali delle frequenze basse; la figura 2 illustra invece il principio di funzionamento della parte finale (amplificatore di potenza) dell'apparecchiatura.

Nella prima parte dello schema di fig. 1 è rappresentato il regolatore di bilanciamento che, oltre a fornire il necessario carico per il rivelatore piezoelettrico previsto, permette di eguagliare i livelli dei due canali nel caso in cui si verifichino squilibri, per altro non giustificati, o nell'apparecchiatura o nell'incisione del disco o nell'imperfezione del rilevamento della cartuccia stereofonica.

Segue a questi un filtro passa-basso a T a resistenza e capacità che è in grado di trasferire le frequenze basse (al di sotto di 300 Hz) da un canale all'altro: all'ingresso dei triodi della prima valvola si vengono così ad avere oltre ai segnali delle frequenze medie ed alte relative ad ogni singolo canale, i segnali, sommati fra di loro, uguali in intensità e fase, delle frequenze basse dell'uno o dell'altro.

La funzione reale di questo filtro è subordinata e quanto necessaria ai principi base dello stadio finale in controfase applicato in questo circuito per sole basse frequenze.
E' notorio che affinchè uno stadio finale in controfase funzioni adeguatamente è necessario che i segnali di egual frequenza, che vengono applicati alle griglie controllo delle due valvole di potenza siano fra loro uguali di livello e sfasati esattamente di 180°.

Queste condizioni (perfettamente ottenibili in una normale apparecchiatura di amplificazione) si possono realizzare in questo circuito semplificativo soltanto per le frequenze inferiori ai 300 Hz poichè queste non contribuiscono all'effetto stereofonico mentre le restanti frequenze di un canale devono essere mantenute perfettamente « separate » rispetto a quelle dell'altro canale in quanto proprio in virtù di questo principio e da queste frequenze dipende il massimo effetto stereofonico.

Realizzato quindi quanto esposto in funzione della prima proprietà necessaria per lo stadio in controfase per le frequenze basse (e cioè la parità di livello d'ingresso del segnale alle due valvole tramite il previsto « accoppiamento interdipendente » delle frequenze basse anche in caso di errato bilanciamento), era necessario prevedere l'inversione di fase di questi segnali.

Questa si è ottenuta per i segnali di tutta la gamma presenti in uno dei due canali — medie ed alte di quel canale più la somma delle basse relative ai due canali — interponendovi una sezione di un

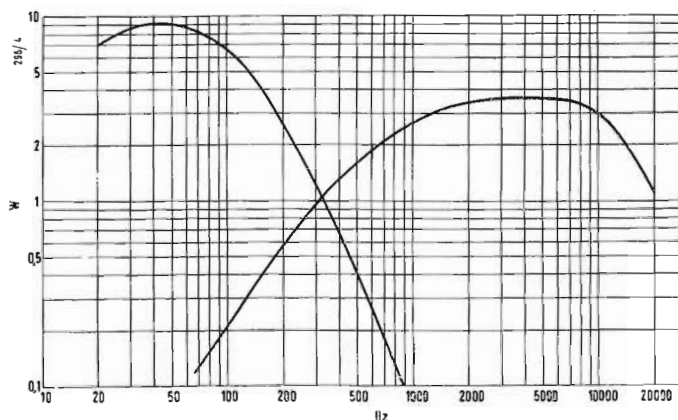



Fig. 3 ▶
Curve di risposta in potenza ottenute ai capi dei secondari dei trasformatori T_2 e T_1 (o T_3).

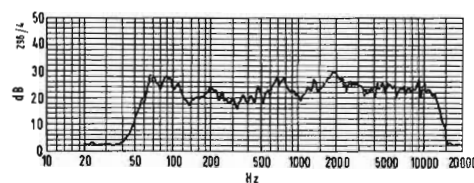



Fig. 4 ▶
Curva di risposta di pressione acustica del complesso "amplificatore - altoparlanti".

doppio triodo e facendola lavorare in modo da avere (con adeguata controreazione) il guadagno dello stadio uguale all'unità sempre per rispettare le condizioni di parità di segnali relativi al circuito in controfase delle basse frequenze.
L'altra sezione della prima valvola ha invece una funzione che è relativa alle impedenze in gioco nel canale.
Seguono all'inversore i controlli di toni (alti e bassi) e quelli di volume ottenuti con potenziometri coassiali a comando unico.
Il pilotaggio dello stadio finale (vedi fig. 2) è ottenuto mediante un altro doppio triodo le cui due sezioni sono comprese nella catena di controreazione.
Lo stadio di potenza è formato da due pentodi e tre trasformatori di uscita:
— due per i canali destro e sinistro terminati con altoparlanti adeguati alla risposta delle frequenze medie ed alte;
— uno (trasformatore per funzionamento in controfase) per l'altoparlante atto alla riproduzione delle frequenze basse (< 300 Hz).
Ai capi del primario di quest'ultimo trasformatore è collegato un condensatore di alta capacità per far sì che al secondario vengano trasferite esclusivamente le frequenze basse.
Facendo quindi « lavorare » le due valvole finali in controfase (si lavora con evidente ragione in classe A) per quanto riguarda la riproduzione delle frequenze basse, anche usando dischi stereo, si ottiene una più che sufficiente potenza d'uscita per queste frequenze (8 W) con un tasso di distorsione effettivamente basso.
Per i canali sinistro e destro per la reale riproduzione delle gamme di frequenza superiori ai 300 Hz ogni valvola finale, lavorante in classe A, è in grado di trasferire agli altoparlanti attraverso i due trasformatori T_1 e T_3 una più che sufficiente potenza.
Il « non trasferimento » delle frequenze basse ai secondari dei trasformatori T_1 e T_3 che sono collegati nel circuito anodico delle due valvole finali e fra loro in parallelo lo si è ottenuto agendo sul traferro di questi trasformatori.
Dai secondari dei T_1 e T_3 vengono prelevati i segnali di controreazione selettiva che sono applicati ai capi delle resistenze catodiche delle due sezioni del secondo doppio triodo.
Bisogna tener presente che anche le frequenze alte del canale in cui è previsto lo stadio inversore di fase hanno subìto come per le basse, analoga rotazione di 180° rispetto a quella dell'altro canale. Si ovvia a questo inconveniente collegando in modo opportuno gli altoparlanti accoppiati a T_1 e T_3.
Al contempo la netta divisione delle gamme di frequenza da riprodurre con altoparlanti costituzionalmente adatti per la riproduzione di determinate gamme di frequenza viene anche a ridurre sensibilmente la distorsione d'intermodulazione.
La figura 3 mostra le curve di risposta in potenza che si ottengono ai capi dei due secondari di T_1 (o T_3) e T_2 su adeguate resistenze di carico.
L'effettiva separazione delle due gamme di frequenza è riscontrabile intorno ai 300 Hz.
La figura 4 illustra la curva di risposta di pressione del complesso « amplificatore-altoparlanti » ricavata con microfono a condensatore e registratore di livello Brüel e Kiaer. ■

Studio di un preamplificatore stereofonico

dalla «Revue du Son», n. 70

a cura di M. PRASSEL

Problemi da risolvere

L'avvento della stereofonia su dischi ha posto dei problemi nuovi ai fabbricanti di apparecchi per la riproduzione sonora; problemi i cui elementi di soluzione sono ben noti, almeno nel campo dell'elettronica, ma che devono essere trattati in modo da ottenere il migliore risultato con un minimo di spesa (da questo punto di vista, anzi, poichè i problemi sono delimitati molto meglio che nel passato le soluzioni possono essere spesso semplificate).

Come sempre, la questione del preamplificatore-equalizzatore resta la più spinosa. Le idee esposte da R. de Miranda e Kerchoff, dei Laboratori Philips-Eindhoven, sono per quanto riguarda questa materia perfettamente razionali; il loro classicismo è evidente, ed essendo esse fra quelle realizzabili con maggiore facilità è probabile che possano ispirare molte realizzazioni d'indole commerciale.

Il fine da raggiungere è il seguente: ottenere da diverse sorgenti stereofoniche (testine fonografiche, sintonizzatori, nastri magnetici) una tensione d'uscita dell'ordine di 0,6 V efficaci, necessaria al pieno pilotaggio di qualunque amplificatore di potenza; l'impedenza d'uscita deve essere sufficientemente bassa per permettere un cavetto di collegamento della lunghezza di alcuni decimetri con gli amplificatori di potenza (per ragioni di semplicità non è richiesta un'impedenza d'uscita così bassa da consentire l'impiego di un cavetto di diversi metri).

Questo preamplificatore, essendo progettato soprattutto per la riproduzione di dischi stereofonici per mezzo di una testina magnetica o magnetodinamica d'ottima qualità, dovrà fornire la sua tensione nominale d'uscita a partire da una tensione d'entrata di 6 mV a 1 kHz.

Le entrate supplementari per il registratore magnetico (dopo la preamplificazione, sensibilità dell'ordine di 60 mV) o per il sintonizzatore (sensibilità 300 mV) non presentano altro problema se non quello della regolazione dell'amplificazione. Naturalmente saranno previsti dei regolatori di tonalità e di « bilanciamento » sufficientemente « morbidi », come pure un regolatore del livello sonoro (con compensazione fisiologica) al quale sarà bene poter aggiungere un filtro passa alto, capace di eliminare abbastanza rapidamente le frequenze inferiori a 25 Hz [riduzione del rumore (rumble), al quale le testine stereofoniche sono più sensibili di quelle normali]

Soluzioni adottate

a) *Stadio amplificatore-equalizzatore d'entrata per testine stereofoniche magnetiche.*

La sensibilità nominale (6 mV) a 1 kHz deve essere in realtà portata a 0,6 mV per tener conto della caratteristica d'incisione RIAA che impone una esaltazione di 18 dB a 50 Hz. Di conseguenza l'apparecchio, di cui diamo lo schema in Fig. 1, si compone di due parti: uno stadio amplificatore-correttore di tonalità studiato con una sensibilità di 60 mV, adatto al nastro magnetico, preceduto da un preamplificatore-equalizzatore fonografico, capace di una amplificazione di 12 volte a 1 kHz e di 100 a 50 Hz.

Queste due ultime condizioni verranno facilmente soddisfatte per mezzo di un pentodo EF 86 a controreazione selettiva placca-griglia (montaggio classico, attualmente), le cui condizioni di funzionamento sono state studiate per sopportare senza notevoli distorsioni rilevanti sovraccarichi (anche con 2,5 V in uscita la distorsione resta molto debole).

Col commutatore C_8 in posizione 1 (testina magnetica), l'impedenza d'entrata alle frequenze alte si riduce praticamente a quella della resistenza di 68 kΩ. Non si ha da fare, quindi, troppo caso alla lunghezza del cavetto di collegamento dalla testina al preamplificatore. La posizione 2 del commutatore C_8 si adatta a una testina piezoelettrica, la cui tensione d'uscita, proporzionale all'ampiezza del solco, viene resa sensibilmente proporzionale alla velocità della puntina grazie a un debole carico ohmico (39 kΩ), mentre la sensibilità viene ridotta a causa della messa in circuito di una resistenza di 100 kΩ, precedentemente cortocircuitata.

Viene effettuata per mezzo di un

b) *Regolazione del bilanciamento.*

doppio potenziometro lineare da 1 MΩ all'entrata dello stadio finale d'amplificazione (immediatamente prima dei potenziometri di regolazione del livello sonoro). I due potenziometri agiscono in senso inverso. La sensibilità nominale viene ottenuta quando i cursori sono a mezza corsa.

c) *Regolazione del livello sonoro.*

Procedimento molto classico, per mezzo di un doppio potenziometro da 1 MΩ con presa a 200 kΩ e circuito R-C, calcolato per esaltare le frequenze inferiori a 400 Hz a livelli d'ascolto deboli.

d) *Stadio amplificatore finale e filtro anti-rumore (anti-rumble).*

Tenuto conto della perdita nel guadagno inerente alla regolazione di bilanciamento (circa 8 dB) ed ai correttori passivi di tonalità adottati (risultati più costanti che non per mezzo della controreazione), la sensibilità desiderata esige un guadagno nell'ordine di 125 per un minimo di distorsione. Un pentodo avrebbe lavorato in queste condizioni troppo vicino alla saturazione e così è stato adottato un doppio triodo ECC 83, con le sezioni in cascata, soggetto a forte controreazione su tutta l'estensione del registro utile per rendere la sua distorsione irrilevante (la tensione d'uscita può raggiungere i 10 V prima che la distorsione divenga percettibile o apprezzabile).

Il filtro passa alto (anti-rumore) è ottenuto per mezzo della controreazione. Normalmente le costanti di tempo di collegamento tra gli stadi produrrebbero una attenuazione massima di 12 dB/ottava, raggiunta tuttavia molto gradualmente. Applicando una controreazione globale si accelera il passaggio all'attenuazione desiderata, poichè la curva di responso ottenuta è analoga a quella di un circuito L-C-R. Infine un semplice circuito R-C dà una attenuazione supplementare di 6 dB/ottava ed il filtro completo fornisce 18 dB/ottava.

e) *Correttori di tonalità.*

Circuito del tutto classico, che as-

▲ Fig. 1

Schema di principio del preamplificatore stereofonico della Philips - Eindhoven. Le commutazioni sono facilmente comprensibili: ciascun invertitore non gioca che su due posizioni; il ponticello di corto circuito unisce, a seconda della posizione, le pagliette marcate 1-2 e 4-5, 7-8 e 10-11 oppure 2-3 e 5-6,8-8 e 11-12. Le masse separate M_1 e M_2 dei circuiti dei due canali stereofonici saranno normalmente riunite alle masse dei due amplificatori di potenza (uno solo dei quali fornisce l'alimentazione di alta e bassa tensione) se queste sono separate per un migliore rapporto segnale fruscio.

sicura ± 10 dB a 10 kHz e ± 10 dB a 50 Hz.

f) *Dettagli complementari.* La riduzione di sensibilità dei due canali per l'utilizzazione di un sintonizzatore, non viene ottenuta con lo stesso procedimento. Sul canale destro non si fa uso che di un semplice partitore di tensione, mentre sul canale sinistro si aumenta il tasso di controreazione della ECC83, allo scopo di dare alla stessa migliori caratteristiche per l'amplificazione in monocanale delle emissioni modulate in ampiezza (aumento del rapporto segnale/ronzio).

Alcune caratteristiche tecniche: Distorsione per 1 V di tensione di uscita: 0,03 %, risultato indipendentemente dalla posizione dei correttori di tonalità.

Ronzio e fruscio

a) Nella posizione fono (regolatore di bilanciamento a mezza corsa, regolatori di tonalità in posizione lineare, regolatori di volume al massimo, tensione d'entrata 20 mV a 1 kHz): rapporto segnale/fruscio = + 60 dB.

b) Altre entrate: rapporto segnale/fruscio superiore a + 60 dB.

Diafonia

Inferiore a − 50 dB a 1 kHz.

In conclusione, questo è un apparecchio semplice ed efficiente.

Per affermarsi veramente la stereofonia avrà bisogno di formule elettroniche suscettibili di portare l'alta fedeltà a due canali in modo relativamente economico (è da tener presente che, una volta passato il momento dell'entusiasmo per la novità, gli amatori dell'alta fedeltà esigeranno due canali della migliore qualità possibile). La soluzione proposta da De Miranda e Kerchoff risponde in pieno a questa esigenza, e dovrà pertanto avere un certo successo.

Teniamo infine a ringraziare la Sig.na Marthe Douriau, Capo del Servizio Stampa della Philips, che ha voluto gentilmente procurarci il testo originale della relazione dei Sigg. De Miranda e Kerchoff, fatta da questi all'ultimo congresso della Audio Engineering Soc. ■

CIRCUITI DI OSCILLATORI AUDIO VECCHI E NUOVI

di N. H. Chrowhurst - da "Audio", luglio 1959

a cura di A. CONTONI

Discussioni su vari tipi di oscillatori audio esaminati allo scopo di realizzare un' unità estremamente stabile per molte applicazioni di bassa frequenza

Questo studio ebbe origine dalla necessità di ottenere oscillatori audio per due particolari applicazioni, ciascuna delle quali richiedeva di scendere sotto i 20 Hz fino al campo di 1 Hz. I requisiti per entrambe le applicazioni sono molto simili, per cui si trovò opportuno di eseguire un esame di vari circuiti, che soddisfacessero per tali necessità. Si richiedeva in tali casi un'uscita sinusoidale di frequenza variabile, preferibilmente un'uscita bilanciata in controfase. Mentre il lavoro sviluppato in tale indagine era particolarmente rivolto verso un oscillatore per molto basse frequenze, non vi era ragione che i risultati non potessero essere estesi agli oscillatori convenzionali ricoprenti il campo di basse frequenze più comune.

La prima cosa ovvia nel campo delle molto basse frequenze è che il controllo di frequenza sia una resistenza variabile, o resistenze variabili accoppiate, piuttosto che un condensatore variabile a motivo che la reattanza dei condensatori variabili dalle dimensioni reperibili sul mercato alle frequenze bassissime, diviene proibitiva.

La prima possibilità esaminata fu quella dell'oscillatore a sfasamento secondo lo schema a) di fig. 1. Non è pratico fare variabili più di due resistenze al massimo, per due ragioni. Una è la limitazione nella disponibilità di resistenze a molte unità accoppiate. La ragione più importante è che la variazione di più resistenze varierebbe inevitabilmente il guadagno globale del complesso, a motivo della variazione di impedenza dell'intero circuito. La migliore possibilità di ottenere frequenze variabili risulta quella di impiegare un dispositivo R/C a scatti, o a prese, in cui i valori successivi costituiscono un'impedenza crescente. Usando tale dispositivo, calcoli preliminari mostrarono che era possibile ottenere una variazione di frequenza, che si avvicinava alla variazione del valore della resistenza. Tutavia, anche con tale circuito il guadagno globale varia fortemente col valore istantaneo della resistenza, perciò si richiede qualche artificio per mantenere uniforme il guadagno, per modo che la forma d'onda generata sia costante.

In questo senso un'ingegnosa possibilità è di usare un componente resistivo fisso, che modifica il guadagno in modo opposto alla variazione del guadagno totale, in seguito alla relazione fra sfasamento ed attenuazione. Questo è indicato in b) di fig. 1.

Un'opportuna scelta dei parametri dei circuiti rende l'attenuazione, che accompagna il richiesto sfasamento di 180°, uguale ad entrambi gli estremi del controllo di resistenza. Ciò si ottiene come segue:

Quando l'attenuazione dovuta allo effetto del divisore resistivo è massima, l'attenuazione associata al circuito sfasatore è resa minima facendo tutti gli elementi R/C di identiche costanti di tempo. Aumentando il valore della resistenza del controllo di frequenza si riduce l'attenuazione del divisore di resistenza e allo stesso tempo si modifica la relazione fra fase e attenuazione dei circuiti successivi, ottenendo così una maggiore attenuazione al punto corrispondente ai 180°. I componenti fissi del divisore resistivo sono determinati in modo che l'attenuazione è la stessa per lo sfasamento di 180° ad entrambe le posizioni estreme del regolatore.

L'inconveniente di questo sistema è che esso permette l'equalizzazione dell'attenuazione solo in due punti. Mentre l'analisi in funzione della frequenza di un simile circuito presuppone che le singole frequenze siano trasmesse da tutto il complesso, in realtà il comportamento è determinato istante per istante dalle variazioni della carica elettrica nei singoli stadi del circuito. In conclusione, la non linearità della caratteristica del tubo può venire molto esaltata e la frequenza può subire spostamenti, perchè il circuito non si comporta come un dispositivo matematico rispetto alla frequenza, ma come un circuito differenziatore o integratore secondo il modo di combinare gli elementi R/C.

Reazione a doppio T

Il successivo tipo considerato fu il tipo a doppia reazione, che usa un doppio T nella reazione negativa ed elementi resistivi solo nella reazione positiva. L'uso di un forte guadagno progressivo fa sì che il doppio T applichi una reazione molto considerevole alle frequenze armoniche e fornisca un buono zero alla frequenza dell'oscillazione. La reazione positiva è allora usata per mantenere l'oscillazione a questa frequenza (v. fig. 2).

Come è ben noto la reazione positiva richiede un controllo automatico sfruttante un filamento di lampada per renderla autoregolata, per modo che il circuito mantiene da sè la corretta ampiezza di oscillazione per evitare tosature della forma d'onda. Lavorando a frequenze bassissime, questo circuito presenta l'inconveniente che il filamento della lampada cambia temperatura ciclicamente durante lo svolgersi del ciclo della forma d'onda. Ciò provoca una considerevole distorsione della forma d'onda nella reazione positiva. Questo fa sì

che la reazione negativa è quasi impossibilitata a migliorare la forma dell'onda generata.

Anche l'ottenimento di un guadagno adeguatamente alto senza sfasamento, diviene talvolta difficile alle frequneze molto basse. Solo uno stadio del tipo a triodo, può essere usato con un trasferitore catodico e con accoppiamento diretto nel circuito di catodo per la reazione positiva, poi con accoppiamento diretto dalla placca dello stadio che controlla il guadagno alla griglia del trasferitore catodico, e con reazione dal trasferitore catodico, attraverso un doppio T alla griglia dello stadio del guadagno. L'uso di un maggior numero di stadi ci coinvolgerebbe in ulteriori sfasamenti dovuti a capacità di accoppiamento.

La difficoltà pratica di ottenere un alto guadagno con questo dispositivo risiede nel problema di ricavare un forte guadagno di tensione dallo stadio amplificatore e nello stesso tempo di realizzare una sufficiente zione positiva alla frequenza critica, invece di uno zero. Ciò inoltre toglie l'obiezione che sia disponibile una reazione negativa limitata per la riduzione delle armoniche.

Il terzo circuito esaminato fu il tipo a mezzo ponte di Wien di fig. 3. Anche questo impiega una lampadina come mezzo di regolazione automatica, ma con una diversa connessione. Infatti ora la reazione positiva sfrutta gli elementi selettivi di frequenza, mentre la reazione negativa impiega una lampada per controllare l'entità della reazione.

Questo circuito può essere fatto funzionare, ma risente troppo dell'inconveniente che la lampadina presenta una variazione ciclica della resistenza quando la frequenza va molto al di sotto dei 20 Hz.

Siccome la lampada è nella reazione negativa, con lo scopo di migliorare la forma d'onda, la variazione ciclica di resistenza provoca una distorsione dell'onda generata. mente ad un amplificatore a pentodo. L'uscita è ricavata dall'anodo, che ha come carico un circuito accordato funzionante da elemento supplementare per garantire una forma d'onda molto pura. Nella applicazione particolare, per la quale questo circuito venne realizzato, vi era introdotto un ulteriore accoppiamento fra il circuito di placca e lo stadio successivo, per ottenere un circuito a reazione positiva, che producesse una sorgente di impedenza virtuale infinita.

Il pregio fondamentale di questo circuito per la presente applicazione era che un amplificatore a pentodo con guadagno apprezzabile, forniva una forte uscita con cui controllare la polarizzazione per mantenere costante l'oscillazione nella sezione « triodo » senza arrivare alla tosatura. Ciò si otteneva utilizzando il diodo come un mezzo tando solo una leggera fluttuazione per polarizzare, derivando dalla placca del circuito il segnale da far rettificare al diodo. Questo circui-

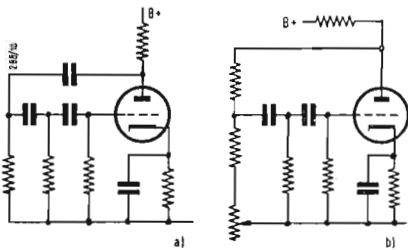



Fig. 1 ▲

Esempio di circuito oscillatore a semplice sfasamento. ***a)*** **circuito di principio;** ***b)*** **modifica per ottenere un circuito amplificatore combinato con un dispositivo variatore di frequenza.**

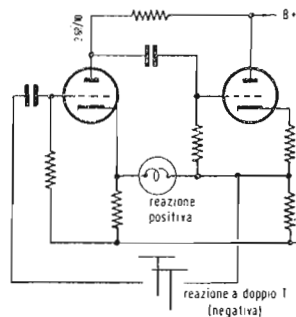



Fig. 2 ▲

Circuito fondamentale a reazione positiva e negativa, impiegante un doppio T per la selezione di frequenza nella reazione negativa.

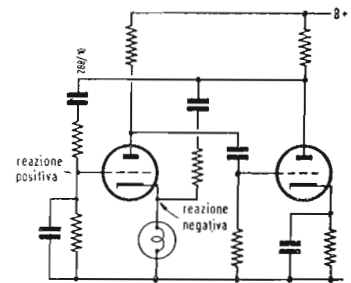



Fig. 3 ▲

Circuito fondamentale a reazione positiva e negaliza, utilizzante un semiponte di Wien nella reazione positiva per la selezione di frequenza.

uscita di corrente dal trasferitore catodico per accendere le lampade a filamento entro la parte utile della loro caratteristica. La contro reazione disponibile per la riduzione delle armoniche dipende dal guadagno ottenibile nello stadio amplificatore, poichè il doppio T può dare reazione solo al 100 % in totale, e quindi questo non può avvenire per le armoniche seconda e terza.

Lo scarso guadagno può presumibilmente essere amentato dal doppio T stesso alla frequenza dello oscillatore usando valori diversi del convenzionale 2 a 1, così vi è rea-

I circuiti dell'Autore

Molti anni fa l'autore volle farsi un oscillatore monovalvolare molto semplice, con uscita stabile e buona forma d'onda e realizzò il circuito di fig. 4. Questo usa un pentodo diodo in cui la sezione « triodo » del pentodo, formata dal catodo e dalle griglie di comando e schermo, funge come un circuito oscillatore sfruttante lo schema con circuito accordato LC in griglia con leggero accoppiamento allo schermo. In questo modo la tensione di schermo è quasi costante, presendovuta alla caduta di tensione attraverso le poche spire necessarie per mantenere l'oscillazione. Il rimanente del tubo funziona simil-

to realizzava condizioni di oscillazioni molto stabili ed una forma di onda rigorosamente sinusoidale.

Per applicare questo circuito alle frequenze molto basse, ci si imbatte nella difficoltà che ovviamente le induttanze non sono pratiche. In tal caso si dovrebbero avere nuclei di ferro con traferro molto piccolo e ciò significherebbe che l'induttanza non sarebbe lineare in tutto il ciclo di oscillazione, il che porterebbe a distorsione. Allora sfruttando un doppio triodo si sviluppò un altro dispositivo sfruttante una variazione del principio del semiponte di Wien (v. fig. 5).

Il circuito appare molto semplice, tuttavia il suo funzionamento for-

nisce una forma d'onda molto stabile ed un buon controllo di entrambe la frequenza e l'ampiezza. In questo caso abbiamo entrambe le reazioni positiva e negativa ed anche un mezzo di controllare la polarizzazione del tubo amplificatore per il mantenimento dell'oscillazione. Le sezioni amplicatrice ed invertitrice di fase dell'oscillatore sono accoppiate a R/C. Ma, poichè l'invertitore è del tipo a carico suddiviso, la resistenza effettiva di entrata in griglia è estremamente alta, conseguentemente si può ottenere una costante di tempo estremamente grande in questo accoppiamento, senza la necessità di dover impiegare una capacità molto grossa.

La polarizzazione per l'invertitore di fase è ottenuta per corrente di griglia. Ciò significa che la polarizzazione è strettamente proporzionale all'ampiezza del segnale. Conseguentemente la tensione continua che si sviluppa al catodo e alla placca dell'invertitore di fase varia coll'ampiezza del segnale. Fortunatamente, il semiponte di Wien che porta l'alimentazione dal catodo e dal circuito di placca di questo tubo indietro alla griglia dello stadio amplificatore, ha un ritorno di c.c. attraverso l'accoppiamento del catodo.

Supponendo che la prima metà del tubo abbia un guadagno infinito, il che si può considerare un'ipotetica condizione come punto di partenza in sede di progetto, possiamo sviluppare alcune relazioni fondamentali. Se nel circuito della frequenza si usano identiche resistenze e capacità, e la reazione positiva è presa direttamente dalla placca, la reazione negativa può essere ricavata dall'altra metà, sopra una eguale resistenza di catodo ed alla griglia del tubo amplificatore apparirà uno zero.

Spostando il punto di presa un poco verso il basso sulla resistenza catodica, la reazione residua apparente al punto zero del dispositivo serie parallelo capacità/resistenza alla griglia del primo tubo ha una componente positiva residua la cui frequenza è determinata dalla combinazione resistenza-capacità. Questo punto di presa è scelto in modo che la reazione positiva residua della griglia del tubo del guadagno, sia appena leggermente maggiore di quella necessaria per far innescare l'oscillazione e per mantenerla con una piccola polarizzazione negativa sulla griglia del tubo amplificatore. Questa condizione di piccola polarizzazione negativa, fa uso della polarizzazione catodica insieme con la reazione c.c. dall'invertitore di fase nelle condizioni di segnale zero. La polarizzazione di catodo è ottenuta con un divisore resistivo attraverso l'alimentatore anodico, usando valori bassi sufficientemente per evitare degenerazione eccessiva nello stadio amplificatore stesso.

Ciò non deve richiedere una dissipazione molto alta se si usa per questo servizio un tubo a debole corrente come un 12AX7. Un guadagno in lavoro dell'ordine di 30 a 35 con degenerazione può essere ottenuto molto facilmente e permette un'ampia riserva per un'adeguata reazione per migliorare la forma d'onda.

Un'alternativa è di fare le resistenze e le capacità nel rapporto di 2:1, allora la giunzione è una presa centrale fra reazione positiva e negativa, la presa sul carico catodico può essere più vicina al 100 per cento, ricavando un controllo più forte della polarizzazione continua.

Il pregio di questo dispositivo, qualunque siano le combinazioni dei valori usati, è che entrambe le reazioni positiva e negativa utilizzano gli stessi elementi circuitali, e conseguentemente, non impone un carico eccessivo sullo stadio di uscita del complesso. Il circuito precedente a ponte di Wien, in cui la reazione negativa era applicata al catodo dello stadio amplificatore, richiedeva invariabilmente un valore di impedenze estremamente basso del carico sullo stadio di uscita od una capacità inusitatamente grande per accoppiarlo, quando siano richieste frequenze molto basse.

In questo nuovo schema ciascun condensatore ha una funzione importante nel funzionamento del circuito. L'accoppiamento capacitivo dalla placca dell'invertitore di fase alla griglia dello stadio amplificatore è parte del circuito selettore di frequenza. La capacità in derivazione dalla griglia dello stadio amplificatore alla presa del carico del catodo è pure una parte del circuito che determina la frequenza. La capacità di accoppiamento dalla placca dello stadio amplificatore alla griglia dell'invertitore di fase, serve come elemento immagazzinatore di polarizzazione per la griglia dell'invertitore di fase, che, per diretto accoppiamento attraverso il carico del catodo, controlla il punto di polarizzazione dello stadio amplificatore, ottenendosi di mantere l'oscillazione ad un livello costante.

Con questi valori si può ottenere un'oscillazione estremamente stabile a livello molto basso (dell'ordine di pochi volt) usando una qualsiasi alta tensione di alimentazione che sia a disposizione.

E' possibile assai facilmente aumentare l'uscita di questo complesso eseguendo opportune prese in placca e sul catodo per il circuito selettivo di frequenza come indicato in fig. 6. Ciò significa che l'uscita è generata ad una maggiore ampiezza, prima che si crei la polarizzazione negativa necessaria per ridurre il guadagno al punto di lavoro bilanciato. Questo modo può essere spinto abbastanza per produrre una uscita, nell'ambito dei 50 V, punta-punta, alla placca e al catodo, dell'invertitore di fase, usando una tensione di alimentazione dell'ordine dei 250 V. Si noti però che le effettive reazioni positiva e negativa vengono considerevolmente ridotte da questa modifica, così che il funzionamento è assai più critico ed una lieve deviazione dai giusti valori può più facilmente provocare distorsione o la completa cessazione dell'oscillazione, il che si verifica quando il circuito è usato per la minore uscita.

Un requisito importante da tener presente nel progettare un simile circuito per oscillazione variabile, è che gli elementi della reazione positiva e negativa non introduca-

Fig. 4
Circuito L/C realizzato anni fa dall'autore, stabilizzato con reazione c. c.

Fig. 5
Questo circuito combina le reazioni positiva, negativa e c.c. negli stessi elementi e fornisce un'uscita bilanciata in controfase molto soddisfacente.

no un carico apprezzabile in derivazione ai carichi dell'invertitore di fase, o alle frazioni di detti carichi alle quali essi sono applicati. Ciò è relativamente facile da ottenersi perchè si possono usare valori assai bassi di resistenza nei circuiti di placca e di catodo dell'invertitore di fase, senza interferire materialmente con la funzione di inversione di fase. E' possibilissimo usare un tubo 12AX7 con resistenze di catodo e di placca dell'ordine di 10.000 Ω. Se il circuito selettivo di frequenza impiega una resistenza fissa di 100 kΩ ed un potenziometro doppio di 1 MΩ, è possibile ottenere una variazione di frequenza nel rapporto di 10 a 1 con carico trascurabile sull'invertitore di fase, che non viene portato fuori bilanciamento. Fin qui, tutto bene.

Transistorizzazione

Ora affrontiamo la difficile questione della versione a transistor. Per entrambe le applicazioni sopra ricordate era desiderabile che si considerasse la possibilità della transistorizzazione.

Quasi tutti i circuiti precedenti possono essere convertiti a transistor almeno per una frequenza. La difficoltà che si incontra nel transistorizzare i tipi di oscillatore per frequenze molto basse risiede nel fatto che il controllo variabile deve essere una resistenza, invece di una capacità. In un circuito a tubi elettronici la variazione dell'impedenza alla frequenza dell'oscillazione può essere corretta molto convenientemente facendo il circuito selettore di frequenza di valore molto alto relativamente alla resistenza della sorgente dalla quale è alimentato. La griglia dello stadio amplificatore lavora sempre nella regione negativa, per cui si deve solo considerare la divisione di tensione. In un circuito a transistor questo non si ottiene così facilmente. Il carico di uscita di un qualsiasi circuito a reazione è fondamentalmente un carico di corrente. Questo fatto diventa molto importante e bisogna pensare alla possibilità di variare i parametri del circuito per impiegare il principio del comando di corrente invece che di tensione. Inoltre, tenuto conto di ciò, la posizione delle resistenze e dei condensatori appare difficoltosa allo scopo di produrre un dispositivo variabile impiegante una variazione dei valori di R per controllare le frequenze. Sfruttando la divisione di corrente invece della divisione di tensione come base di progetto, sarebbe cosa logica accoppiare un collettore di uno stadio alla presa del circuito serie/parallelo e prendere l'uscita dal terminale alto (v. fig. 7). Osserviamo però che questo modo presenta due aspetti insoddisfacenti:

1) se per controllare la frequenza si usa una resistenza variabile in parallelo all'entrata, si verrà a variare il carico del collettore dello stadio di entrata, e

2) il condensatore in serie al terminale di uscita non è molto desiderabile, poichè blocca il collegamento c.c. alla base dello stadio al quale il circuito fornisce alimentazione ed occorre qualche artificio per creare la polarizzazione con altri mezzi.

Indubbiamente si può derivare il circuito equivalente completo duale di un tubo, utilizzante induttanze al posto di capacità e con tutte le altre conversioni, ed un simile circuito può lavorare come prevedibile, salvo un'importante limitazione: induttanze lineari adatte per frequenze molto basse, sono molto più difficili da realizzare, che non lo siano le capacità lineari.

Allora, siccome dovevamo farci la mentalità che si deve abbandonare il principio convenzionale della sorgente di tensione, abbiamo realizzato con tubi il principio della sorgente di corrente più adatto per la applicazione di transistor, ma ciò non è apparso utile per questa particolare applicazione.

Per transistorizzare questo circuito oscillatore dobbiamo pensare di adattare il dispositivo che abbiamo dedotto per i tubi. Ciò si ottiene col circuito di fig. 8, che lavora molto bene.

Il primo passo per utilizzare il circuito era scoprire come si possa sfruttare la curvatura dei transistor per ottenere un guadagno regolabile per acconsentire in circuito un controllo automatico che lo faccia oscillare correttamente. Lo esame della curva dinamica dei transistor ai vari carichi del collettore, mostrava che vi sono due aree di curvatura. Una alla saturazione e l'altra all'interdizione.

La curvatura nella regione della saturazione è tale che, qualunque sia il carico del collettore usato, l'uscita **in tensione** nella regione della curvatura sarà sempre molto piccola.

La curvatura nella regione dell'interdizione è molto piccola in condizioni di lavoro più normali, nei riguardi della tosatura del segnale. Inoltre, riducendo la resistenza dell'emettitore ad un basso valore, questa curvatura può essere considerevolmente estesa e si può utilizzare un'apprezabile variazione nella regione curva. Allora la degenerazione della resistenza interna dell'emettitore essendo non lineare, è quella che risulta nella curvatura. Avendo stabilito che è desiderabile polarizzare il transistor verso l'interdizione, quando si genera il segnale, sappiamo in qual modo possiamo produrre la polarizzazione dall'invertitore di fase. Questo non può essere convenientemente ottenuto usando le caratteristiche interne dell'invertitore di fase, come nel caso di un tubo elettronico triodo. Il punto di ritorno naturale per la resistenza di polarizzazione dalla base di un transistor non è l'emettitore, ma un punto negativo (usando i tipi convenzionali PNP).

Lo stadio invertitore di fase era costituito da un dispositivo polarizzante includente un diodo, secondo la fig. 9. Polarizzando la base in modo che, senza segnale, il transistore invertitore di fase fa passare una corrente massima con un margine per lavorare come invertitore di fase ,e mettendo in fase il diodo in modo che il segnale polarizza la base più positiva, riducendo la corrente del transistor, si può ricavare un soddisfacente componente c.c. Utilizzando un punto di polarizzazione per l'altro lato del diodo

Fig. 7 ▶ Trasposizione logica degli elementi selettivi di frequenza, valida quando il progetto si basa sulla divisione di corrente piuttosto che sulla divisione di tensione.

◀ Fig. 6 Variante del circuito di fig. 5 per ottenere un'uscita più intensa con un leggero sacrificio nei riguardi della purezza e della stabilità.

utile a questo scopo, la corrente dell'invertitore di fase oscilla molto convenientemente in proporzione all'ampiezza del segnale presente. Un'altra osservazione è necessaria a questo punto. Quando il segnale è accoppiato allo stadio amplificatore, la corrente del diodo introduce distorsione nel senso di tosare un lato della forma d'onda. Per ovviare a questo inconveniente, il diodo deve essere alimentato da un emettitore trasferitore attraverso una capacità.

L'altro trasferitore emettitore, mostrato all'estremo sinistro di fig. 8, è necessario per evitare che la variazione di impedenza, dovuta alla regolazione di frequenza, influisca sensibilmente sul circuito del guadagno. Questo trasferitore emettitore ha l'effetto di trasformare l'impedenza di entrambe le due parti di esso secondo un rapporto proporzionale al guadagno di corrente dello stadio.

Ora veniamo alla parte difficile. Come far lavorare lo stadio del guadagno con resistenza esterna dell'emettitore zero? Il primo metodo escogitato fu quello di ridurre questa resistenza ad un valore molto basso, usando un potenziometro polarizzante l'emettitore, simile a quello mostrato in fig. 5 per la versione a tubo elettronico. Si provarono valori al di sotto di 8 Ω fra emettitore e massa e 75 Ω dall'emettiore all'alimentazione negativa. Si notò qualche evidente miglioramento, ma il circuito era troppo critico per essere tranquilli. Il passo successivo fu di usare un'alimentazione positiva. Ciò andrebbe bene se vi fosse a disposizione alimentazione separata e potrebbe essere usato molto facilmente col circuito di fig. 10.

Ma si dovette riflettere che una simile alimentazione positiva non può sempre essere disponibile come unità separata. In conseguenza si considerò un'altra possibiiltà, quella di usare una parte dell'alimentazione generale e di eliminare la resistenza esterna effettiva nell'emettitore dello stadio del guadagno.

Fig. 8 ▶ Versione completamente transistorizzata del circuito di fig. 5. Per il metodo di sviluppo vedi il testo. I valori non indicati in questo e negli altri schemi sono quelli dipendenti dalla frequenza di lavoro, o dalla gamma di frequenza.

Fig. 9 ▶ Come era realizzato lo stadio divisore di fase per ottenere la richiesta componente di reazione c.c.

Fig. 10 ▶ Versione in alternativa del circuito, utilizzante due separate alimentazioni, invece del metodo della resistenza comune di fig. 8.

Ciò si ottenne facendo la resistenza del collettore dello stadio del guadagno eguale alla resistenza di entrambi, il collettore e l'emettitore dello stadio invertitore di fase. Per evitare l'interferenza della corrente dei trasferitori emettitori, le loro resistenze vennero ritornate al positivo dell'alimentazione, in modo che la loro corrente non passasse attraverso la resistenza comune. Ciò presentava l'ulteriore pregio di acconsentire che i trasferitori emettitori lavorassero con valore di corrente più normale, ottenendo la loro massima amplificazione di corrente, il che era particolarmente difficile nel primo caso, quando la tensione emettitore-massa era dell'ordine di uno o due volt.

Facendo la componente fluttuante della corrente nello stadio amplificatore e nell'invertitore di fase eguale, dato che la oscillazione di tensione su entrambi è la stessa, si ha come risultato che l'oscillazione è virtualmente nulla al termine negativo della resistenza di caduta, che è il terminale inferiore della resistenza di accoppiamento dello emettitore dell'invertitore di fase e l'emettitore stesso dello stadio del guadagno. Questo punto diviene anche il riferimento principale per l'intero oscillatore. Questo circuito migliora leggermente la zona della curvatura nello stadio amplificatore, in seguito all'esistenza di un leggero tasso di reazione positiva dall'invertitore di fase allo stadio amplificatore.

Ora la polarizzazione sulla base dello stadio amplificatore inizia (in assenza di oscillazione) con circa 2 V negativi ricavati da una presa sul carico dell'emettitore dell'invertitore di fase attraverso il trasferitore dell'emettitore, presa effettuata da un divisore a resistenza sotto un punto di 6 V positivi approssimativamente.

Ciò fornisce alla base una piccola polarizzazione negativa, e lo colloca nella regione di massimo guadagno. Quando inizia l'oscillazione, la la corrente dell'invertitore di fase cade in seguito all'azione del diodo, perciò si riduce la tensione negativa riportata indietro attraverso il trasferitore emettitore, così lo stadio del guadagno tende ad avvicinarsi all'interdizione.

Con una scelta opportuna dei valori, la polarizzazione che è fornita attraverso la resistenza di 3300 Ω dal trasferitore emettitore frapposto, controlla correttamente l'oscillazione ad un conveniente valore costante e mantiene la forma d'onda uniforme. Questo circuito completo venne realizzato e provato con un gruppo di resistenze prese dal magazzino. Si trovò che esso era praticamente indipendente dai singoli transistori inseriti nello stadio del guadagno, nei riguardi della uscita e della forma d'onda, ed anche che le resistenze più critiche potevano essere variate entro un campo di tolleranza ragionevole, senza arrivare alla distorsione in un senso, o all'estinzione dell'oscillazione nell'altro senso. ■

Il diffusore sonoro per alte frequenze tipo 075 di J. B. Lausing

▲ *Vista dell'assieme (sopra a sinistra) e dei componenti.*

Un nuovo diffusore sonoro ad anello

di George L. Augspurger
da Radio Electronics
Vol. XXIX n. 12

a cura del Dott. Ing. P. POSTORINO

Il diffusore sonoro qui descritto, ad elevata efficienza, presenta un'ottima resa acustica dai 2500 Hz a ben oltre il limite della soglia di udibilità e rappresenta un nuovo sviluppo nella tecnica degli altoparlanti ad alta frequenza.

I tecnici, che si interessano di amplificatori, si sono orientati in questi ultimi tempi, verso l'allargamento fino a 20.000 Hz della banda da questi riproducibile.

A seguito di ciò si è ritenuto necessario poter disporre di un altoparlante, la cui risposta in frequenza non fosse tale da limitare le prestazioni reali di questi modernissimi apparecchi elettronici. Sono ormai parecchi anni che esistono in commercio « tweeters » e « supertweeters » ma solo di recente è stata riconosciuta loro, da parte di sempre più numerosi acquirenti, la specifica caratteristica di una buona curva di risposta piatta, di una trascurabile distorsione e quindi di un buon effetto acustico sull'ascoltatore.

Attualmente sono i « tweeters » elettrostatici ad essere in primo piano; ma anche i tipi elettrodinamici, sempre più perfezionati, garantiscono un ottimo rendimento ed una buona qualità di riproduzione.

Sebbene la maggior parte di questi ultimi siano ancora combinazioni di sistemi a camera di compressione e tromba, moltissimo lavoro è stato fatto allo scopo di migliorare i diaframmi e le camere di accoppiamento per potere estendere la gamma di frequenza riprodotta al di là del limite superiore di soglia.

Un interessante e recente tipo di diffusore acustico a costruzione anulare è il modello 075 della « James B. Lausing Sound Inc. ».

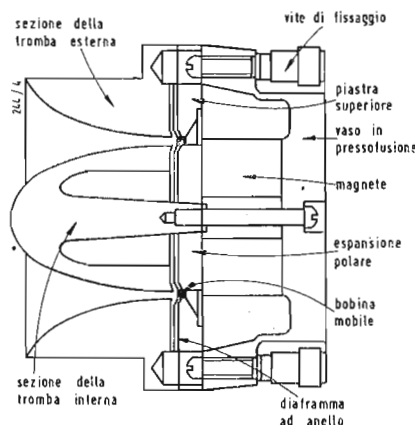
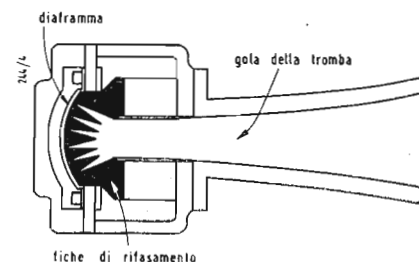
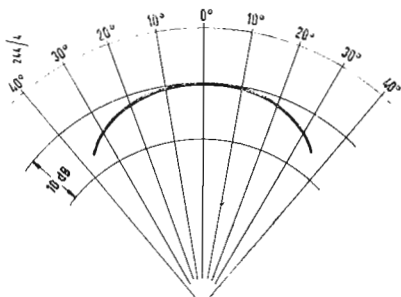
La particolarità che presenta questo altoparlante è quella di avere un diaframma anulare anzichè circolare ed una tromba esponenziale la cui gola è una strozzatura circolare piuttosto che una apertura rotonda vera e propria.

◀ Fig. 1
Vista in sezione del diffusore ad anello.

Fig. 2 ▶
Particolare della cavità con il sistema di pilotaggio del diaframma.

◀ Fig. 3
Diagramma polare del tweeter 075 relativo alla frequenza di 7000 Hz.

Il principio di funzionamento ed i particolari costruttivi possono essere ben compresi esaminando le fotografie dell'altoparlante e la vista in sezione di fig. 1.

Qui sotto descriveremo la sua costruzione e le sue caratteristiche.

1. Principi costruttivi.

Non è cosa molto semplice prevedere quale sarà il comportamento, nella gamma superiore delle audio frequenze, di un comune « tweeter » a cono. La causa principale per la quale si ha una curva di risposta molto frastagliata è che il materiale del cono, anche quello più robusto, tende a « rompersi » ed ad entrare in vibrazione per una frequenza di risonanza, la cui lunghezza d'onda è molto inferiore al diametro del cono stesso. Le diverse porzioni del cono poi vibrano indipendentemente ed in fasi diverse l'una dall'altra, per cui la resa acustica di tutto il sistema si eleva o si abbassa a seconda dell'effetto combinato delle varie vibrazioni semplici.

L'inevitabile conseguente comparsa di distorsioni armoniche e la tendenza di questi « tweeters » ad entrare in vibrazione anche sotto lo effetto di semplici transitori a frequenza acustica, sono cose per cui la curva di risposta, definibile veramente ottima, viene limitata alle frequenze al di sotto dei 6000 o 7000 Hz.

Il progetto di un sistema a tromba, quando si richiede una risposta al di là dei 5000 Hz, è alquanto difficoltoso.

Dato che l'area della gola della tromba è considerevolmente più piccola di quella del diaframma (per mantenere un grado elevato di carico acustico), alcune porzioni della superficie vibrante saranno più lontane dalla gola di altre. Se questa distanza raggiunge una mezza lunghezza d'onda, si ha la totale perdita di energia.

Il solo modo di prevenire ciò, pur mantenendo sul diaframma un carico acustico favorevole, è quello di includere un elemento correttore di fase, accuratamente definito, per accoppiare opportunamente il diaframma alla gola della tromba.

Con un tale dispositivo i percorsi risultano concentrici e tutti di uguale lunghezza, cosicchè l'energia relativa ai vari punti del diaframm viene combinata in giusta relazione di fase. L'elemento correttore di fase risolve il problema, ma la fabbricazione dell'altoparlante viene naturalmente ad essere molto più costosa.

Sono stati posti in commercio diversi tipi di tali altoparlanti, ma finchè l'elemento che genera il suono è un diaframma circolare, la loro efficienza nella gamma delle alte frequenze resta relativamente limitata.

Il « tweeter » elettrostatico affronta il problema in modo diverso. Impiegando un diaframma molto grande, viene mantenuto sulla superficie vibrante un carico acustico elevato senza la necessità di caricare la tromba. Essendo inoltre il diaframma eccitato in moltissimi punti della sua superficie tutte le porzioni della parte mobile sono mantenute in fase.

Il « tweeter » elettrostatico, oltre ad essere al presente alquanto costoso e relativamente poco sensibile, introduce una particolare distorsione, che si può far risalire alle caratteristiche di sovraccarico del complesso.

Questa distorsione, d'altronde, assente negli altoparlanti di altro tipo, assume la forma di uno sgradevole scricchiolio e la sua origine può essere imputata anche a qualche elemento costituente il « tweeter ».

In ogni modo questo è un fattore, che incide negativamente sulla sua prestazione, limitando il favore del pubblico interessato.

2. Caratteristiche del tweeter tipo 075.

Dopo avere brevemente passato in rassegna i problemi incontrati nello studio dei vari « tweeters », ritorniamo al JBL075 e vediamo come in esso si siano superate le difficoltà di riprodurre la gamma di frequenza al di sopra dei 3000 Hz.

Nel « tweeter » tipo 075 il diaframma è montato in una cavità anulare poco profonda in duralluminio e la bobina mobile molto piccola (44 mm) è sistemata all'apice di detta cavità (vedi foto). La bobina mobile è in alluminio.

Il diaframma viene eccitato maggiormente nei punti di maggiore elongazione e secondo tensioni trasversali. Dato che la distanza dall'apice del diaframma all'uno o all'altro degli anelli di blocco è molto inferiore a 6 mm, ne consegue che la risonanza del diaframma o la rottura non può avvenire per frequenze inferiori ai 26.000 Hz.

Con ciò scompare anche il problema di mantenere la relazione di fase appropriata alla gola della tromba. La massima distanza di due punti qualsiasi del diaframma dalla gola della tromba è dell'ordine di 4,5 mm e ciò equivale a mezza lunghezza d'onda riferita a circa 34.000 Hz. Si può quindi affermare che in pratica l'energia arriva alla gola della tromba da tutti i punti del diaframma in giusta relazione di fase.

La tromba consiste in due sezioni concentriche e sporgenti gradualmente. L'imboccatura della tromba ha un diametro di circa 75 mm, grandezza leggermente maggiore di quella di una lunghezza d'onda relativa a 2500 Hz, ed in aria libera dà una buona resa acustica al di sopra di questa frequenza.

Qui abbiamo riportato dei valori arrotondati, valevoli per un calcolo grossolano, ma diversi da quelli effettivi riscontrabili su un « tweeter » 075. Le tolleranze di fabbricazione dei vari pezzi componenti sono del ± 0,025 mm circa. Su alcuni pezzi critici, come il diametro delle sezioni della tromba vicino alla gola, si ammettono tolleranze solo di + 0 e — 0,015 mm.

3. Prestazioni acustiche nella gamma delle alte frequenze.

JBL ha richiesto che non venissero pubblicati diagrammi raffiguranti curve di risposta del suo « tweeter » e ciò per ragioni prettamente commerciali.

In ogni modo si può affermare che la risposta del « tweeter » 0,75 è da considerarsi del tutto soddisfacente dai 2500 Hz in su; non presenta improvvisi picchi o salti e la sua linearità fino a 15.000 Hz è compresa entro 4 dB. Non si è andati, nei rilievi delle curve, oltre questa frequenza, dato che nessun microfono può dare buone garanzie oltre tale limite. I dati pubblicati per il trasduttore riportano: « Risposta piatta dai 2500 Hz fino ad oltre la soglia d'udibilità ».

L'impedenza nominale dello 075 è di 16 Ω.

E' consigliabile impiegare frequenze d'incrocio di 2500 Hz o più elevate. Il circuito magnetico è estremamente efficiente e non viene influenzato dai mutamenti della impedenza della sorgente e dal coefficiente d'umidità. Data l'elevata efficienza questo trasduttore, opportunamente tarato, può riprodurre una gamma di alte frequenze ancora più estesa, in maniera ottima e con bassissima distorsione.

Dato che la risposta si estende al di là della soglia d'udibilità, con questo altoparlante è possibile rivelare oscillazioni ultrasoniche, come quelle prodotte da alcuni amplificatori sotto certe condizioni di sovraccarico e con stadio d'uscita non bilanciato. Questi « clicks » ultrasonici sono di per se stessi non udibili, ma possono intermodularsi con altre frequenze della gamma delle note acute ed essere causa di distorsioni molto fastidiose. Per fortuna, con i moderni amplificatori di potenza di alta qualità, tali inconvenienti s'incontrano raramente.

Data l'estensione della gamma del « tweeter » 075 oltre la soglia superiore d'udibilità, esso può essere inpiegato con « super-tweeter » per i sistemi a due canali di frequenza. In questo caso JBL raccomanda di porre la frequenza d'incrocio a 7000 Hz. Ponendo poi la frequenza d'incrocio superiore al di sopra della frequenza del tono musicale fondamentale, si evitano tutti i problemi inerenti alla sorgente multipla dei sistemi a tre vie. Il tweeter 075. funzionante al di sopra dei 7 kHz, riproduce solo la gamma dei supertoni in maniera ottima e niente affatto fastidiosa. In fig. 3 è mostrato il diagramma polare relativo a 7.000 Hz. ■

Un controllo di misura stereo variabile in modo continuo

di Peter A. Stark

da «Audio» Luglio 1959

a cura di A. CONTONI

Superando in versatilità il convenzionale controllo « mescolatore », il controllo di « misura » permette sia di diminuire, sia di aumentare l'effetto stereo di un disco o di un nastro magnetico.

Ad onta di quello che si va dicendo, all'opposto, lo stereo non è ancora perfetto. Vi sono differenze, che fanno stupire, fra i vari dischi e nastri, anche fra quelli di una stessa Casa. Questo è il motivo per cui per la maggior parte i migliori amplificatori sono muniti di controlli di sfasamento, di inversione dei canali, di mescolatori. I primi due, sfasatore e invertitore di canali, possono essere eliminati dato che tutti i nastri e i dischi sono correttamente normalizzati, poichè entrambi agiscono semplicemente sulle condizioni di giusto o sbagliato; invece il miscelatore stereo dipende da molti fattori.

I controlli di mescolazione furono in origine introdotti per eliminare l'effetto « ping-pong » o effetto del « buco al centro », in molti dei primi dischi e nastri stereo, dovuto ai tentativi da parte delle Case di registrazione di esaltare l'effetto stereofonico. Tali mescolatori erano semplici potenziometri disposti a ponte tra i due canali per acconsentire la mescolazione dei segnali dei due canali stessi. In tal modo essi potevano diminuire l'effetto stereo, ma non incrementarlo. Invece molti dischi possono ovviamente trarre profitto da un'esaltazione del loro effetto stereo. Ciò ha suggerito lo studio del controllo della misura o entità dell'effetto stereo.

Uno sguardo allo schema di fig. 1 rivela una stretta somiglianza con i circuiti matriciali che si devono usare in un convertitore multiplex per la ricezione dei programmi radiodiffusi a M.F. stereo, quando si usa il sistema multiplex Crosby. In sostanza le entrate dei canali sinistro e destro sono rispettivamente applicate a V1a e V1b. Poichè V1b è un invertitore di fase a carico suddiviso, le sue uscite sono sfasate di 180°. Le quattro resistenza da 100 kΩ (matrice) mescolano i segnali e forniscono il « segnale somma » ed il « segnale differenza ».

Questo segnale differenza nasce dalla diversità fra i canali sinistro e destro e perciò contiene tutta l'informazione stereo. Il potenziometro « misura » agisce come un controllo di livello per l'informazione differenza e quindi controlla l'effetto stereo generale. Un divisore di tensione in griglia di V2a attenua leggermente il segnale somma, permettendo così un aumento relativo nel livello differenza quando il cursore del potenziometro di misura è prossimo all'estremo alto.

Il controllo di misura variabile è previsto per essere introdotto fra il preamplificatore e l'amplificatore di un sistema stereo. E' anche essenziale che i livelli di entrata di entrambi i canali siano esattamente uguali; se i canali sinistro e destro non hanno lo stesso livello, si possono inserire dei controlli di volume supplementari per equalizzare i volumi dei canali. Analogamente, tutti i componenti associati a V1 devono essere scelti con tolleranze molto strette per garantire l'esattezza dell'eguaglianza dei livelli al circuito matriciale.

La regolazione è molto semplice. Immettere un segnale all'entrata sinistra, regolare il potenziometro « misura » per uscita nulla dall'altoparlante destro. Ciò sarà possibile se si sono adattati con molta precisione i componenti. Allora si deve riscontrare uno zero molto netto. Ora si controlli che un segnale applicato all'entrata destra, non produca suono nell'altoparlante sinistro, **alla stessa posizione del potenziometro di controllo.** Si segni la posizione del controllo. Questa è la posizione neutra che non fa variare l'effetto stereo in nessuno dei due sensi. Una posizione più bassa del potenziometro produrrà attenuazione stereo, finchè, alla posizione zero, avviene una completa mescolazione dei canali.

Alle posizioni più alte del controllo aumenta la profondità apparente e la separazione dei canali entro limiti ragionevoli.

Inutile a dirsi, pure questo controllo può anche non servire a niente: per es., i dischi monofonici resteranno sempre... monofonici ■

Schema de controllo di misura stereo variabile, che realizza un controllo versatile di regolazione dell'effetto stereo in entrambi i sensi (in più e in meno) rispetto al normale effetto.

Studio critico di un amplificatore alta fedeltà controreazionato con una tensione funzione della velocità della bobina mobile

di J. Dubuis

da Toute la Radio - N. 233

a cura del Dott. Ing. G. BALDAN

Fig. 1 ▲

Schema equivalente dell'altoparlante (a) con gli elementi reali L_2 e R_r e gli elementi meccanici L_m R_m C_m. I punti L e K corrispondono a quelli del circuito (b) usato per la rilevazione della tensione di velocità E_v.

Qual'è l'ideale a cui deve tendere un amplificatore ad alta fedeltà? L'esatta riproduzione di tutti i suoni non è una meta praticamente raggiungibile. Un limite più ragionevole è quello di ottenere un asservimento fra la velocità della membrana dell'altoparlante e la velocità della membrana del microfono.

Una tensione praticamente proporzionale alla velocità della membrana del microfono si può ottenere se si usa un pick-up a riluttanza variabile ed un opportuno correttore. Nelle applicazioni classiche questa tensione viene confrontata con quella che si ha ai capi della bobina mobile E_b. Purtroppo quest'ultima tensione non è molto proporzionale alla velocità della bobina mobile.

Rilevazione della tensione di velocità Ev.

La tensione E_b non corrisponde nè in ampiezza nè in fase a quella dovuta alla velocità della membrana. Il rendimento di un altoparlante è molto basso, quindi la tensione E_b dipende da R_r e L_r elementi reali elettrici della bobina mobile.

Nello schema equivalente del microfono della fig. 1a compaiono anche i tre elementi L_m, R_m, C_m che corrispondono all'impedenza meccanica dell'altoparlante. Questi elementi elettricamente non esistono ed hanno un'azione sulle grandezze elettriche solo quando la bobina mobile è in movimento.

Se la bobina mobile venisse bloccata Z_m si annullerebbe. Il prodotto $Z_m \times I_b$ è uguale a E_v e questa tensione rappresenta in ampiezza e fase le f.e.m. che si produce ai capi della bobina mobile per effetto del suo movimento relativo rispetto al campo del magnete permanente.

Questa tensione è sempre piccola rispetto a E_b, escluse le zone di risonanza. Per mettere in evidenza questa tensione si può costruire un ponte (fig. 1 b) alimentato dal secondario del trasformatore di uscita. Il rapporto R_2/R_3 deve essere scelto in modo da non diminuire troppo il rendimento a causa della presenza di R_1. Un buon valore si ha quando R_2/R_3 vale 10 per l'altoparlante dei bassi e 1 per l'altoparlante degli alti.

Fig. 2 ▲

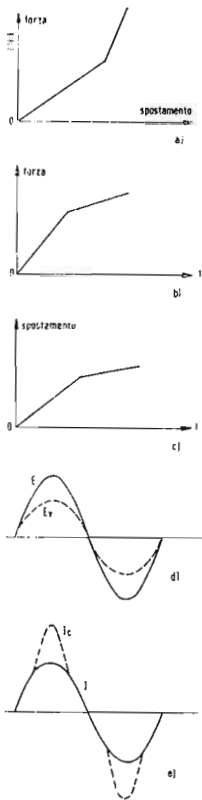
Variazione dell'impedenza dell'altoparlante (a) e dello sfasamento (b) in funzione della frequenza. La zona G dove lo sfasamento è induttivo è quella nella qua le l'mpedenza reale è preponderante rispetto alla capacità meccanica Cm.

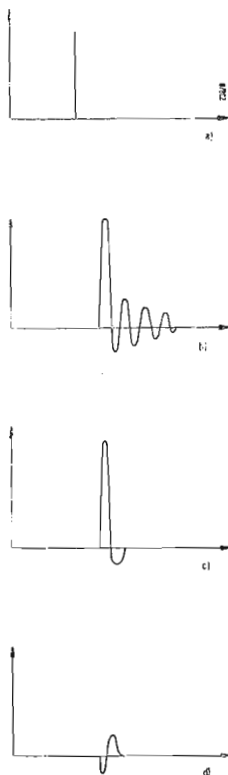
Equilibratura del ponte.

Teoricamente il ponte si equilibra dapprima in corrente continua, misurando fra E_v e massa. Il secondario va allora sostituito con una sorgente di tensione continua e si azzera con un potenziometro che sostituisce $R_2 + R_3$. Poi, dopo avere fissato con cura la bobina mobile, si equilibra il ponte agendo sull'induttanza L_1.

L'esperienza ci ha però dimostrato che queste due operazioni non sono necessarie. Poichè è difficile realizzare una induttanza variabile, la si sceglie fissa e si adotta per R_1 un potenziometro variabile da 10 Ω. Poichè la bobina è ferma si procede come per un normale ponte di induttanza regolando successivamente il cursore del potenziometro $R_2 - R_3$ e poi R_1. La tensione E_v viene esaminata all'oscilloscopio e si vede che essa si annulla solo per certo campo di frequenze. Se la bobina L_1 è ben realizzata e se l'immobilizzazione della bobina mobile è perfetta si può sperare di trovare un rapporto di 30 dB fra la tensione residua a bobina bloccata e quella che si ha

Fig. 3 ▲

Curve di sfasamento in funzione della frequenza per i due altoparlanti dei bassi (a) e degli alti (b) - In(a) la zona A è induttiva e la sua fase è corretta dalla corrente di controreazione; nella zona B la fase resta capacitiva fino a Fc, frequenza critica dell'altoparlante dei bassi. La zona di utilizzazione di questo altoparlante comprende perciò A e B, l'ultima arriva alla frequenza di risonanza dei filtro Fr. In (b) la fase è induttiva nella zona C che inizia alla frequenza di risonanza Fr.

◀ Fig. 4

Nel caso di difettosa sospensione della bobina mobile (a) la forza di richiamo aumenta bruscamente ad una certa elongazione. Se la bobina esce dal campo del magnete (b) la forza esercitata dalla corrente che la percorre diminuisce bruscamente. In ambedue questi casi l'elongazione della bobina non è proporzionale alla corrente che la percorre. Quindi la tensione di velocità Ev risulta troncata rispetto alla tensione E in entrata (d) e la corrente Ic nella bobina deve aumentare in modo anormale (e) per compensare il difetto di elongazione.

◀ Fig. 5

Effetto della controreazione a tensione di velocità sui transistori. Impulso di corrente nella bobina mobile (a), movimento della membrana dell'altoparlante senza smorzamento (b), con lo smorzamento (c) ottenuto con la controreazione, componente della corrente Ib nella bobina mobile che ha provocato lo smorzamento meccanico (d).

nelle stesse condizioni, ma a bobina libera.
Questa equilibratura si deve fare per ogni altoparlante alla frequenza più bassa possibile perchè allo aumentare della frequenza diventa più difficile bloccare in modo sufficiente la bobina mobile per annullare E_v.
Questa esperienza è molto interessante perchè permette di vedere quale è l'importanza del carico dell'altoparlante su E_v. Una buona equilibratura permette di mettere in evidenza le differenze dovute alla variazione del carico di un altoparlante ottenute con lo spostamento in un locale.
La tensione E_v ha parecchie rotazioni di fase, quindi la sua utilizzazione come controreazione, il che permette di asservire la velocità della membrana alla tensione del correttore, richiede che lo spettro di frequenza sia diviso in tre zone nel modo descritto più avanti.
La fig. 2 mostra la variazione di impedenza (a) e di fase (b) dell'altoparlante. La fig. 3 mostra la variazione di fase per un altoparlante dei bassi (a) e per uno degli alto (b). La frequenza critica E_c è quella per la quale l'impedenza dell'altoparlante è minima, in essa la fase cambia generalmente segno. A questa frequenza l'impedenza reale dell'altoparlante è in fase con l'impedenza meccanica, perchè la capacità meccanica viene compensata dall'induttanza reale.
Questo metodo di rilevazione della tensione E_v ha, rispetto al metodo dell'altoparlante a due bobine mobili, il vantaggio di potere essere applicato ad un altoparlante qualsiasi. Nel caso delle due bobine mobili esiste necessariamente un accoppiamento fra le due bobine e, a causa della presenza del nucleo magnetico, l'insieme si comporta come un trasformatore di intensità il cui effetto e ben più importante di quello della tensione E_v.
Per essere rigoroso questo sistema dovrebbe avere due bobine distanziate provviste ciascuna del proprio magnete permanente ma si avrebbe allora un forte aumento del peso che potrebbe essere tollerato solo in un altoparlante per i bassi. Ed inoltre la maggiore complessità costruttiva sarebbe più costosa della realizzazione del ponte.
Per diminuire gli inconvenienti provocati dalla rotazione di fase di E_v si è diviso lo spettro musicale in tre zone A B e C come è indicato nella fig. 3.

Zona A: la rotazione di fase dovuta alla risonanza dell'altoparlante dei bassi è compensata dalla presenza del condensatore C_q (il cui valore è di circa 0,25 μF) che inoltre annulla la riiniezione di E_v alle frequenze molto basse o infrasuoni.

Zona B: in questa zona la fase è corretta. Per evitare che la tensione E_v dell'altoparlante dei bassi sia riiniettata al di là di N, il filtro di separazione è accordato per una frequenza compresa fra M e N. Questa separazione è completata dalla inserzione di C_x nel circuito di riniezione.
Zona C: la tensione E_v deriva solo dall'altoparlante degli alti. Per stabilizzare questa parte il condensatore C_2 completa l'azione del filtro, troncando le frequenze basse. Invece il condensatore C_p elimina le frequenze al di sopra di 15 kHz dove si hanno parecchie rotazioni di fase.
La tensione E_v rilevata con il ponte è molto debole, quindi, prima di essere riniettata deve venire amplificata con una mezza ECC83 a controreazione di catodo totale.

Qualche altra particolarità.

L'impedenza minima alla frequenza critica F_c è dovuta al fatto che l'impedenza meccanica è capacitiva e quella elettrica è induttiva. Per effetto del basso rendimento questa impedenza, alle alte frequenze, diventa predominante in modo che in questa zona la tensione E_v è in opposizione di fase rispetto a I_b. E' quindi necessario riiniettare E_v in opposizione di fase rispetto alla E_v dell'altoparlante dei bassi.
Per ottenere una somiglianza favorevole delle curve di sfasamento degli altoparlanti impiegati, occorre sceglierli con una certa cura, osservare in particolare l'esatta posizione di M e di N. L'altoparlante dei bassi deve essere munito di un anello di rame vicino al cono per aumentare E_c, ma non deve avere avvolgimenti in corto circuito; invece l'altoparlante degli alti deve avere possibilmente un magnete permanente in ferrite per diminuire F_c.

Effetto supplementare della reazione per tensione di velocità.

Nel caso di controreazione classica non si ha alcuna correzione dei difetti dell'altoparlante, perchè, escluso il caso della risonanza, la tensione E_v non si fa praticamente sentire in quanto è solo il 5% della totale tensione applicata alla bobina.
Se invece si estrae la tensione Ev e la si usa come controreazione si possono correggere due difetti importanti degli altoparlanti.
Se la forza di richiamo della bobina mobile non è proporzionale allo spostamento o se la bobina esce dal campo, e ciò succede abbastanza frequentemente, la tensione E_v viene per così dire «troncata», come è indicato nella fig. 4, e la sua diversità rispetto alla tensione in entrata fa assumere ad I_b una forma tale che corregge la forma d'onda emessa dall'altoparlante.
La controreazione a tensione di velocità permette quindi di utilizzare una maggiore elongazione della bobina mobile rispetto ai montaggi classici e migliora la riproduzione dei bassi. Nello spettro degli alti essa evita che le di-

Fig. 6 ▲

Schema generale dell'amplificatore. Facciamo notare il collegamento bifilare fra il pick-up e l'entrata del correttore schermato destinato ad eliminare i rumori del giradischi. Questo filtro può essere cortocircuitato. La bobina L_1 ha 15 spire aggiuntive, la bobina L_2 5 spire di filo di cablaggio da 0,8 mm avvolto su un nucleo per trasformatore di uscita di tipo medio a lamierini incrociati con sezione di 5 cm²

verse componenti siano emesse con fasi diverse, perchè questa controreazione elimina la predominanza dell'induttanza della bobina. Inoltre considerata come controreazione totale migliora i transitori garantendo un buon smorzamento dell'altoparlante.

La catena di amplificazione.

Essa comprende tre parti: il preamplificatore correttore, l'amplificatore proncipale ed il complesso di controreazione, cioè i circuiti di rilevazione della tensione di velocità, di amplificazione della stessa tensione e di riiniezione.

Preamplificatore correttore.

Esso è montato su un piccolo chassis separato ed è equipaggiato con un doppio triodo **ECC83**. La prima parte amplifica la tensione fornita dalla testina General Electric e l'invia alla griglia del secondo triodo. Questo però è collegato al primo da un circuito di controreazione per la correzione dei bassi secondo la curva RIAA. L'attenuazione degli acuti è ottenuta con una resistenza da 1 kΩ che shunta il pick-up. Il secondo triodo alimenta un circuito tipo Baxandall, costruito però con dei valori modificati, che serve per il dosaggio separato degli alti e dei bassi. Per diminuire la distorsione di fase e di frequenza nel registro dei bassi la **ECC83** è polarizzata per corrente di griglia (soppressione dei condensatori di catodo e resistenze di griglia di valore elevato).

Poichè le resistenze di carico dei due triodi sono abbastanza elevate il cablaggio deve essere sufficientemente areato. Il collegamento del preamplificatore allo amplificatore principale si effettua con un cavo coassiale da 8 mm di diametro interno, al fine di diminuire le capacità parassite.

Amplificatore principale.

Le difficoltà che abbiamo incontrato nella sua realizzazione sono le seguenti:

A causa della rotazione di fase di E_v rispetto a E_b non si può pretendere che E_v possa correggere completamente tutto l'amplificatore. Sono quindi necessari diversi circuiti di controreazione nei vari stadi e ad E_v si lascerà solo il compito di correggere E_v rispetto a E_b, che deve essere già possibilmente buona. La seconda difficoltà è stata che l'amplificatore pur funzionando bene a vuoto, a carico ed in corrispondenza di certe note basse si metteva a « pompare ». Si è potuto ridurre in parte questo difetto frazionando i circuiti di controreazione.

Un terzo inconveniente è stato il seguente. L'apparecchio era stato previsto per l'ascolto in un appartamento normale, era stata quindi scelta come valvola d'uscita, una EL84. Poichè però la controreazione di E_v è molto efficace, si arrivava facilmente alla saturazione.

L'amplificatore comprende una ECC83 amplificatrice di tensione, una EBF80 con i diodi non utilizzati, una 6L6 funzionante in classe A. Infatti, uno stadio in classe A sul quale agisce una controreazione opportuna può dare una risultato comparabile a quello di un push-pull di EL84. Esso elimina le difficoltà della simmetria e del trasformatore di uscita che è molto meno costoso .

Circuito di controreazione.

Per la rilevazione della tensione E_v, ognuna delle due bobine mobili deve essere alimentata da un secondario isolato rispetto a massa e separato dall'altro, è quindi più conveniente utilizzare due trasformatori di uscita a banda stretta: uno per i bassi con una forte induzione primaria e il secondo per gli alti con una bassa induzione di fuga.

Il filtro di separazione di tipo serie è ad alta impedenza ed è montato direttamente nel circuito di placca della valvola finale. I suoi elementi sono scelti in modo tale che l'impedenza di ciascuno di essi alla frequenza F_c sia equivalente all'impedenza di carico della valvola. Nel caso attuale a 2000 Hz si deve avere:

$$\omega L = 1/\omega C = 2100\ \Omega$$

La bobina del filtro ed il trasformatore di uscita per gli alti hanno un nucleo in Ferroxcube con un interferro dello spessore di 0,1 ÷ 0,2 mm. Il trasformatore Tr ha 300 spire al primario e 10 al secondario.

La controreazione applicata al catodo della valvola **EBF80** proviene da tre punti diversi: della placca della 6L6 attraverso una resistenza, da un circuito del secondario del trasformatore dei bassi e da un analogo circuito del trasformatore degli alti. In queste condizioni la sensibilità è così bassa che è necessario una mezza **ECC83** fra il catodo e l'uscita del preamplificatore. Il secondo elemento di questa **ECC83** serve all'amplificazione della tensione E_v prima della riiniezione e la sua placca è collegata direttamente a quella della prima parte. Il tasso di controreazione varia da 20 a 30 dB secondo l'altoparlante.

Fig. 7 ▲

Caratteristiche del pentodo 6L6. La parte tratteggiata a sinistra corrisponde ad una zona di bassa amplificazione. È da evitarsi anche la parte tratteggiata in basso a causa della bassa resistenza interna. Infatti in queste due zone la controreazione non darebbe più l'effetto desiderato. L'ellisse di carico (si ha una retta di carico solo per la frequenza di risonanza Fc passa molto vicino alle zone tratteggiate e potrebbe anche penetrarvi se il pericolo non fosse eliminato da una bassa impedenza di carico, sia pure con lo svantaggio di una leggera perdita in potenza.

▲ Fig. 8

Realizzazione pratica dell'apparecchio, il giradischi ed il coperchio della valigia formano una specie di baffle.

I due primari dei trasformatori di uscita si trovano in serie, ma per la presenza del filtro, per una data frequenza, viene a trovarsi sotto carico uno solo dei due. Ciascun trasformatore ha una impedenza di 2100 Ω, volutamente bassa, che limita a 6,2 W la potenza massima fornita dalla valvola finale 6L6, ma che d'altra parte evita che la ellisse di carico possa raggiungere i tratti verticali delle caratteristiche dove la diminuzione di amplificazione non rende più possibile una efficace controreazione (fig. 7).

L'alimentazione del preamplificatore è derivata direttamente dal catodo della valvola raddrizzatrice per potere realizzare un disaccoppiamento molto efficace fra uscita ed entrata. Il condensatore di filtro per l'alta tensione delle valvole 6L6 e EBF80 è di 100 μF allo scopo di migliorare le basse frequenze.

Particolari interessanti.

Il filtraggio è sovrabbondante per ridurre al minimo il ronzio. Inoltre si sono previsti dei buoni disaccoppiamenti per migliorare la qualità dei bassi. Il trasformatore di alimentazione è avvolto da un nastro di latta avente una sezione di 20 mm² per limitare i campi parassiti. Ed infine l'avvolgimento di riscaldamento è reso simmetrico rispetto a massa con due resistenze uguali collegate a massa.

Le due valvole ECC83 del preamplificatore sono provviste di uno schermo esterno ed anche il collegamento del pick-up viene effettuato con un doppino schermato. Tutte le masse del preamplificatore fanno capo ad un slo punto dello chassis. Vogliamo segnalare, en passant, un fatto che si presenta spesso con i push-pull o con gli altoparlanti che si « rifiutano » di lasciar passare i 50 Hz; in questi casi un filtraggio insufficiente non dà luogo a rumori udibili, però è sufficiente per provocare una modulazione delle note medie. Ed allora un violino od un altro strumento non saranno più sentiti con una impressione di purezza come l'intendono i musicisti.

Gli alti rumori sono dovuti al giradischi, ma allora la questione è solo di prezzo.

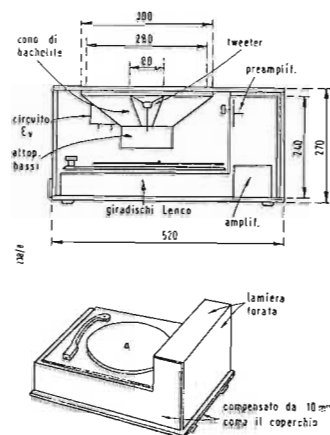
La diminuzione di questi rumori è infatti garantita da testine a riluttanza variabile, dal peso della puntina di zaffiro o di diamante e dal fissaggio del disco.

Le testine a riluttanza variabile hanno infatti una debole sensibilità ai movimenti verticali, una piccola inerzia e una grande elasticità del supporto della puntina stessa che permette di seguire il solco senza sforzi e soprattutto senza la tendenza di salire sul bordo. Questa è infatti la più frequente causa del rumore.

Realizzazione.

Il complesso è realizzato sotto forma di valigetta, ma le sue dimensioni ed il suo peso non permettono di chiamarlo un amplificatore portatile. La formula è piuttosto quella di un apparecchio facile da sistemare in casa e trasportabile comodamente in auto.

La disposizione è schematizzata nella fig. 8. L'amplificatore e il preamplificatore si trovano a lato del giradischi Lenco.

L'altoparlante dei bassi è un Philips da 30 cm equipaggiato con un grosso magnete permanente avente un campo di 150.000 Maxwell su 2 mm; la sua impedenza è di 20 Ω. Esso possiede un cono antidirezionale in bachelite, montato sul magnete, che serve per il fissaggio di un tweeter elettrodinamico da 80 mm. Il carico dell'altoparlante dei bassi è costituito dal coperchio della valigetta che ha le dimensioni: 520 × 340 × 250 mm.

Per una potenza in uscita di 1 W la forma dell'onda acustica è praticamente corretta a partire da 35 Hz.

Conclusioni.

Tutte le prove precedenti erano state fatte con altoparlanti caricati su dei sistemi acustici (tipo a tromba ripiegata o aperta) che, a parte il volume, davano dei buoni risultati. I risultati ottenuti con la nostra realizzazione sono buonissimi sia con i dischi di frequenza, sia con quelli di musica; si constata in particolare un buon miglioramento della forma d'onda alle basse frequenze.

Riassumendo, l'asservimento dello amplificatore alla tensione di velocità porta ad un sensibilissimo miglioramento dei bassi con la possibilità di diminuire il carico acustico, perchè l'elongazione della bobina può essere aumentata pur avendo minori distorsioni. Inoltre, i transitori a frequenze elevate sono meglio attenuati e più definiti.

Nota - La controreazione anodo 6L6 catodo EBF80 è molto efficace; essa corregge lo stadio finale, trasformatore escluso, ma ha soprattutto il merito di evitare la saturazione della valvola **EBF80** che si avrebbe con una controreazione da anodo ad anodo.

Naturalmente le controreazioni dei secondari dei trasformatori hanno un tasso minore perchè correggono solo i difetti del trasformatore e dell'altoparlante e perchè non si deve influenzare la funzione del filtro serie.

FILTRO PASSA-ALTO ANTI-RUMBLE

di R. Lafaurie - da "Revue du Son" n. 71-72

a cura del
Dott. Ing. G. SINIGAGLIA

Il filtro passa-alto anti-rumble del preamplificatore stereofonico di De Miranda e Kerchoff appartiene ad una classe di circuiti sempre più in voga, nei quali la controreazione fornisce ad attenuatori, formati semplicemente da resistenze e capacità, proprietà identiche a quelle di circuiti più complessi impieganti fenomeni di risonanza.
Uno stadio amplificatore RC (fig. 1) possiede, alle frequenze abbastanza basse perchè siano trascurabili le capacità parassite, una caratteristica di trasferimento in regime sinusoidale definita dalla:

$$\frac{E_u}{E_e} = -A \frac{1}{1 - \frac{j}{(R + R')C\omega}} \qquad (1)$$

in cui A è l'amplificazione alle frequenze centrali, R la resistenza di griglia della valvola seguente, R' la resistenza formata dal parallelo della resistenza interna della valvola e della resistenza di carico anodica Ra, C la capacità del condensatore di accoppiamento, E_e ed E_u le tensioni di entrata e di uscita.
Questa caratteristica di trasferimento manifesta una caduta di 3 dB alla pulsazione $\omega_0 = 1/(R + R')\,C$. Alle pulsazioni inferiori ad ω_0 la risposta diminuisce progressivamente, con una pendenza finale di 6 dB per ottava.
Introducendo la costante di tempo $T = (R + R')\,C$, la formula (1) diviene:

$$\frac{E_u}{E_e} = -\frac{j A T \omega}{1 + j T \omega} \qquad (2)$$

Due stadi amplificatori di questo tipo in cascata, senza influenza reciproca, avranno una caratteristica di trasferimento complessiva alle frequenze basse:

$$\frac{E_u}{E_e} = -\frac{A_1 A_2 T_1 T_2 \omega^2}{1 - T_1 T_2 \omega^2 + j (T_1 + T_2)\,\omega} \qquad (3)$$

in cui A_1 ed A_2 sono le amplificazioni di ogni stadio alle frequenze centrali, T_1 e T_2 le costanti di tempo di ogni accoppiamento RC.
Moltiplicando i due termini della (3) per $(-j/\omega)$ e sostituendo il prodotto $A_1 A_2$ con l'amplificazione complessiva A si ottiene una formula di cui si può dare una semplice interpretazione fisica:

$$\frac{E_u}{E_e} = A \frac{j T_1 T_2 \omega}{j \left(T_1 T_2 \omega - \frac{1}{\omega}\right) + T_1 + T_2} \qquad (4)$$

La formula (4) rappresenta infatti la caratteristica di trasferimento del quadripolo di fig. 2, in cui:
$L = T_1 \cdot T_2$ (henry), $C = 1$ (farad), $R = T_1 + T_2$ (ohm).
Un tale circuito possiede un coefficiente di sovraten-

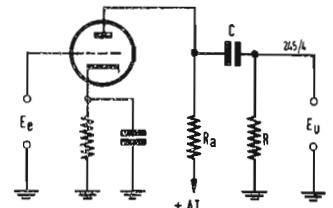
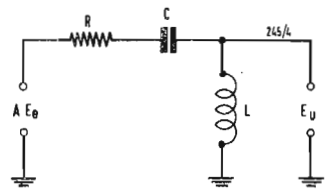



Fig. 1 ▶

Fig. 2 ▶

Fig. 3 ▶

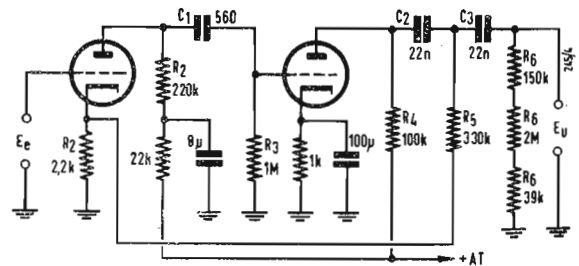
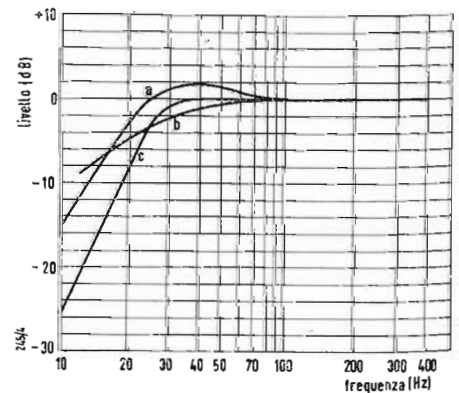



Fig. 4 ▶

sione: $Q = \frac{\sqrt{T_1 T_2}}{T_1 + T_2}$, il cui valore massimo, come è facile verificare, è 0,5 (quando $T_1 = T_2$). La pendenza finale della curva di attenuazione alle frequenze basse, di 12 dB per ottava, viene raggiunta molto lentamente. Un filtro di questo tipo, per essere efficace, deve attenuare sensibilmente anche le frequenze al di sopra di quelle che si desidera eliminare.

Introduciamo ora una controreazione, iniettando all'ingresso una frazione k della tensione di uscita in opposizione di fase (alle frequenze centrali). Per mezzo di calcoli di tipo classico si ottiene la nuova caratteristica di trasferimento:

$$\frac{E_u}{E_e} = \frac{j\,T_1\,T_2\,\omega}{\left(\frac{A}{1 + kA}\right)\left\{ j\left[T_1\,T_2\,\omega - \frac{1}{(1 + kA)\,\omega}\right] + \frac{T_1 + T_2}{1 + kA}\right\}} \qquad (5)$$

Questa formula può essere ancora interpretata dalla fig. 2, ma con: $L = T_1 \cdot T_2$, $C = (1 + kA)$ ed $R = (T_1 + T_2)/(1 + kA)$. Il fattore di sovratensione diviene:

$$Q_1 = \frac{\sqrt{T_1 \cdot T_2\,(1 + kA)}}{T_1 + T_2} \qquad (6)$$

e la pulsazione di risonanza:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{T_1\,T_2\,(1 + kA)}} \qquad (7)$$

Manovrando i parametri k, T_1 e T_2 si otterrà in primo luogo il valore desiderato dell'amplificazione alle frequenze centrali, cioè $A/(1 + kA)$ come nei normali circuiti a controreazione, e poi i valori adatti di Q_1 e di ω_1. Poichè si ha a che fare ora con un classico circuito RLC, i risultati dei calcoli sono ben noti. Si sa ad esempio che se $Q = \sqrt{2}/2$ la curva di trasferimento presenta un massimo alla pulsazione: $\omega_2 = Q\sqrt{2}\,\omega_1/\sqrt{2Q^2 - 1}$. Per $Q = 1/\sqrt{2}$ la caratteristica di trasferimento ha l'andamento considerato come ideale perchè ha la massima linearità (risposta di Butterworth).

Nel caso particolare studiato da de Miranda e Kerchoff, in cui era stato previsto di portare la pendenza finale a 18 dB per ottava mediante una cellula RC supplementare, si è giudicato preferibile scegliere Q = 1. La caratteristica di trasferimento presenta allora un massimo di 1,23 dB per $\omega_2 = \sqrt{2}\,\omega_1$ e fornisce $E_u/E_e = 1$ quando $\omega = \omega_1$. Scegliendo la costante di tempo T_3 dell'attenuatore passivo supplementare in modo che $T_3 = 1/\omega_1$, si avrà una caduta di 3 dB della curva complessiva per $F = \omega_1/2\pi$; il massimo scomparirà completamente pur mantenendosi il vantaggio di raggiungere la pendenza finale di 18 dB per ottava più rapidamente che con $Q = 1/\sqrt{2}$.

Applicazione numerica

Nel caso particolare del preamplificatore studiato da de Miranda e Kerchoff le due sezioni di ECC83 in cascata forniscono una amplificazione molto elevata alle frequenze centrali. Si fisserà ad esempio A = 1500, valore che può essere ottenuto, con le resistenze indicate nello schema di fig. 3, senza condensatore di fuga sul catodo del primo triodo. Essendo 125 l'amplificazione desiderata si farà in modo che sia 1 + kA = 12, cioè k = 0,735. Si ottiene perciò R5 = 300 kΩ (oppure 330 kΩ, valore normalizzato).

D'altra parte si vuole che la curva di risposta complessiva, incluso l'attenuatore passivo supplementare, presenti un taglio di 3 dB a 25 Hz, cioè $\omega_1 = 50\pi$.

Con $Q_1 = 1$ si ricava dalle (7) e (8):

$T_1\,T_2 = 3{,}38 \cdot 10^{-6}$

$T_1 + T_2 = 6{,}4 \cdot 10^{-3}$

Da ciò si deducono i valori di T_1 e T_2, soluzioni della equazione di secondo grado:

$T^2 - 6{,}4 \cdot 10^{-3}\,T + 3{,}38 \cdot 10^{-6} = 0$

Tenendo conto della simmetria tra T_1 e T_2 si ha:

$T_1 = 0{,}6 \cdot 10^{-3}$ sec. oppure $5{,}8 \cdot 10^{-3}$ sec

$T_2 = 5{,}8 \cdot 10^{-3}$ sec oppure $0{,}6 \cdot 10^{-3}$ sec

Se le valvole fossero perfette, l'ordine di impiego delle due costanti di tempo non avrebbe importanza. In pratica invece è necessario inserire il valore più basso tra il primo e il secondo triodo. Se infatti la cellula RC con costante di $0{,}6 \cdot 10^{-3}$ sec fosse all'uscita, il secondo stadio avrebbe una risposta propria con taglio di 3 dB verso 265 Hz, che la controreazione tenderebbe a rendere costante sino a quasi 25 Hz. Ciò significa che la tensione di pilotaggio di griglia del secondo triodo dovrebbe aumentare in maniera tale da compensare il taglio dovuto all'accoppiamento. E' probabile che la valvola verrebbe saturata, introducendo forte distorsione. Con la soluzione adottata, $5{,}8 \cdot 10^{-3}$ sec all'uscita, il taglio di 3 dB si verifica verso 27 Hz, ciò che riduce notevolmente il rischio di sovraccarichi. Lo stadio di ingresso che lavora a livello più basso può invece sopportare senza inconvenienti la costante di tempo di $6 \cdot 10^{-4}$ sec.

Conoscendo T_1 e T_2, si possono ora determinare C_1 e C_2. Si trova: C_1 = 535 pF e C_2 = 15,8 nF. In pratica vengono usati i valori normalizzati di 560 pF e di 22 nF, che sono stati riscontrati soddisfacenti sperimentalmente.

La resistenza R6 della cellula passiva di uscita risulta formata dalla serie di un potenziometro da 2 MΩ, che serve da regolatore dei bassi, e di due resistenze da 39 e 150 kΩ. Si può perciò supporre che non caricherà sensibilmente il circuito precedente. La terza cellula sarà completata dal condensatore C_3 da 22 nF, che provoca un taglio di 3 dB a 25 Hz (dal calcolo risulta il valore C_3 = 29 nF).

Le curve di risposta di fig. 4 mostrano l'andamento delle caratteristiche di trasferimento: (a) del filtro passa-alto a controreazione, (b) dell'attenuatore passivo, (c) dell'intero circuito anti-rumble.

Si vede dallo studio del filtro adottato da de Miranda e Kerchoff che è possibile ottenere interessanti risultati con mezzi estremamente semplici. Resta inteso che i valori definitivamente adottati risultano dal controllo sperimentale, perchè è necessario apportare qualche ritocco ai risultati teorici. Si vede facilmente che sarebbe relativamente semplice modificare lo schema per trasformarlo in filtro passa-basso.

Il solo inconveniente di questo tipo di circuiti è costituito dal fatto che il funzionamento si basa sul valore dell'amplificazione A in assenza di controreazione. Di conseguenza quando A varia (esaurimento delle valvole, sostituzione, variazione delle resistenze, ecc.) le caratteristiche del filtro si modificano. Tuttavia le variazioni normalmente ammissibili non portano ad un peggioramento sensibile dei risultati. ■

STEREOFONIA O ALTA FEDELTA'?

da "Toute la Radio" n. 235

a cura del
Dott. Ing. P. POSTORINO

Nella prima quindicina del marzo scorso si è tenuto a Parigi un Festival dedicato alla Bassa Frequenza. Il sig. G. A. Briggs, alto specialista inglese in altoparlanti, nella sua conferenza, tenuta in tale sede, concludendo, dichiarava: « In Inghilterra ed in America nessuno conosce con esattezza cosa sia la stereofonia. Gli organizzatori francesi di questo Festival, anche per il solo fatto di avere dedicato questo alla « Alta Fedeltà e Stereofonia », sanno almeno ciò che non è stereofonia... »
Cosa voleva dire il sig. Briggs con questo finale brillante e spiritoso?

Definizioni

Cerchiamo in primo luogo di stabilire qualche definizione, allo scopo di intendere meglio e nella giusta maniera i vari termini.
Lo scopo della stereofonia è quello di riprodurre presso l'ascoltatore la nozione di spazio musicale, particolarmente allargando il fronte sonoro. E cioè, utilizzando un certo numero di canali musicali, del tutto separati dai microfoni fino agli altoparlanti.

Per quanto riguarda l'alta fedeltà, possiamo dire (evitando vecchie disquisizioni linguistiche) che essa è l'espressione commerciale, che ha prevalso per designare i procedimenti e gli apparecchi, che hanno permesso di procurare una « emozione » estetica, la più possibilmente vicina a quella che l'ascoltatore prova con un'audizione diretta.
Sembrerebbe quindi, a priori, che la stereofonia dovrebbe essere il mezzo per portare l'alta fedeltà verso il « realismo ». Difficoltà pratiche, d'indole tecnica e finanziaria, limitano alquanto questa oggettivazione e diversamente a seconda dei vari processi, con i quali s'intende realizzarla.

Radio

Se all'arrivo di un certo numero di canali radio di spiccate caratteristiche, bene alimentati in partenza da una presa di suono — in « diretta », cioè — ben congegnata, predisponiamo altrettanti ricevitori o meglio dei canali di qualità perfetta, possiamo dire che la stereofonia è ad alta fedeltà.

La R.T.F. (radio-television française) ha eseguito, a proposito, al Teatro Empire, degli esperimenti molto interessanti, consistenti nel fare ascoltare, successivamente, sempre alla stessa potenza, delle registrazioni su nastro, di qualità « professionale », attraverso uno, due, tre e quattro canali. Man mano che aumentavano le vie di suono, sembrava che aumentasse parimenti la piacevolezza della riproduzione. Abbiamo detto sèmbrava, perchè siamo dell'opinione che i dispositivi commerciali attuali a due vie siano in grado di fornire delle ottime prestazioni e che è del tutto superfluo ricorrere a dispositivi a più di due vie, più complicati e quindi maggiormente costosi. E' sopratutto, invece, necessario che sia buona la ripresa sonora, che i ricevitori siano tutti e due di classe e che, particolarmente, i canali herziani siano a larga banda.
Attualmente in Francia vengono messi in onda diversi programmi stereofonici, irradiati sia da stazioni radio ad M.A. e ad M.F. come dalla stazione TV. Certamente le migliori audizioni sono teoricamente quelle provenienti da stazioni ad onde ultra corte, che permettono larghe bande di modulazione ed esenti normalmente da disturbi.
La qualità di questi programmi autorizza a non prendere proprio alla lettera quanto ha dichiarato il sig. Briggs.

Multiplex

Il numero 234 di « Toute la radio », alla pag. 169 riporta un articolo di R. Herbaut della R.T.F., nel quale viene descritto, in forma sommaria, il procedimento, sperimentato recentemente in Francia, di trasmettere su un solo canale M.F. le due vie di un programma stereofonico.
Ritorneremo prossimamente sui dettagli di queste esperienze ed illustreremo degli schemi più completi e perfezionati; intanto diamo qui qualche utile informazione sui risultati delle prove.

I visitatori del Festival hanno potuto, in una sala predisposta all'uopo dalla R.T.F., giudicare due diffusioni sonore stereofoniche, effettuate alternativamente, una basata sul sistema multiplex e l'altra trasmessa da due emittenti M.F. ed hanno in buona parte espresso la loro preferenza per quella diffusa col secondo sistema. Può anche darsi che in tale sede per la diffusione eseguita col sistema multiplex non si siano prese tutte le precauzioni atte a garantire una perfetta riproduzione. Infatti l'antenna era di vecchio tipo e la prova era disturbata da parecchi fenomeni parassiti.

Lo stesso esperimento, come sopra citato, è stato eseguito, ed in migliori condizioni, al teatro Empire, dove gli invitati, fra cui un direttore d'orchestra, non furono capaci di distinguere le riproduzioni eseguite per via radio da quelle eseguite sul posto ed incise su nastro magnetico.

Schema di un circuito di adattamento per ricevere la stereofonia in multiplex su un solo ricevitore M.F. Il valore del condensatore in parallelo a B.F.2 è da determinarsi in funzione degli eventuali rumori parassiti; dovrà venire ritoccato nel caso, come previsto, che venga effettuata in emissione sul canale 2 una preaccentuazione.

Certamente il procedimento multiplex, sul piano teorico, dà adito a molte critiche, ma, alla fine dei conti, quello che conta è il risultato e lo sfruttamento commerciale.

Nastro

Quando, oggigiorno, si parla di stereofonia, il pensiero va subito al disco; non bisogna dimenticare però che i primi esperimenti sono stati fatti con l'ausilio del nastro magnetico o del film cinematografico. Non desideriamo parlare di quest'ultimo, che dà veramente delle pregevoli prestazioni, come dimostra il Cinerama con i suoi otto canali, ma che non è alla portata dell'ascoltatore medio.

Il nastro magnetico, viceversa, potrebbe prendere il posto, che da qualche tempo occupa il disco. In parecchi paesi, in verità, negli anni passati, ha avuto un successo straordinario, di cui si può avere un'idea sfogliando i cataloghi degli « editori » di nastri magnetici registrati.

Il disco stereofonico però è stato immesso sul mercato più rapidamente. E' da augurarsi che anche il nastro magnetico possa essere presto messo a disposizione dei fortunati possessori di magnetofoni di alta classe. Esistono oggi delle testine multiple bene a punto e niente impedisce, quindi, in questo campo, di conciliare stereofonia ed alta fedeltà.

Disco

La potente industria discografica guarda con grande apprensione il rapido diffondersi non tanto della registrazione magnetica dilettantistica, quanto quello della riproduzione magnetica sia monoaurale, come stereofonica. Certamente non è esagerato affermare che oggi non si parlerebbe di dischi stereo, se il magnetofono non avesse avuto l'attuale diffusione.

Attenzione però! Se per incidere magneticamente, fianco a fianco su un medesimo nastro, diverse piste, corrispondenti ad altrettanti programmi, non ci fossero difficoltà di principio, la medesima cosa succederebbe nel caso di dischi ad unico solco. (Salutiamo, di sfuggita, i tentativi fatti per avere dei dischi stereofonici a due solchi, sia uno a fianco dell'altro, sia uno in una metà della faccia e l'altro nella seconda metà, sia uno su una faccia e l'altro sulla seconda: nessun disco però è stato realizzato in maniera tale da essere fabbricato in serie).

J. Garcin, nell'eccellente articolo pubblicato nel n. 230 di « Toute la radio », ha chiaramente spiegato come è possibile avere sui fianchi di un solco due incisioni diverse. Lo studio di un diaframma di lettura è, notoriamente, alquanto difficoltoso e lo conferma il fatto che le testine veramente buone sono rare e sopratutto costose.

Abbiamo raccolto diverse lamentele circa la durata del disco e della relativa puntina di rivelazione. Qualcuno ha definito addirittura la stereofonia una infame... « scrocconeria » e faceva notare che essa, oggi come oggi, non poteva considerarsi una vittoria commerciale dal momento che un disco, dopo venti ascolti, era da buttarsi via, perchè i solchi erano praticamente spianati e che una puntina di zafiro, dopo dieci ore di lavoro, veniva del tutto distrutta.

Con ogni probabilità si era prevista una usura accelerata sia del disco stereofonico, come della relativa puntina: la maggior parte delle testine attualmente in commercio hanno puntine di diamante; per altro viene raccomandata una forza, esercitabile sulla puntina, di qualcosa come cinque grammi ed anche meno.

Personalmente non abbiamo molta pratica e molta documentazione in questo campo; non possiamo quindi rispondere su questo argomento con cognizione di causa ed effetto. Saremo grati a tutti coloro che volessero chiaramente notiziarci su questo grave inconveniente.

Conclusione

Fino a questo momento non abbiamo dato ragione molto spesso al sig. Briggs. Con il disco, lo comprendiamo meglio.

E' probabile che, allo stato attuale della tecnica e fino a che non si avranno dei risultati, dal punto di vista auditivo, rimarchevoli (dischi e doppi canali di suono di pregevole fattura), i veri intenditori preferiranno ancora il canale unico.

Quale sarà la reazione del grosso pubblico? Sarà preferita un'ottima audizione monoaurale ad una meno buona audizione stereofonica? Non si può, oggi, rispondere con una certa facilità.

Ma se si vuole continuare a sviluppare quell'educazione musicale, che il microsolco ha fortemente incrementato, bisogna fare qualsiasi sforzo per abbassare i prezzi di vendita e conservare la qualità di riproduzione, la migliore possibile. Intanto chi possiede delle apparecchiature di riproduzione monoaurale di alta qualità, le conservi bene e per quanto riguadra i dischi, ancora per qualche tempo ci sarà la questione della scelta fra stereofonia ed alta fedeltà. ■

A TU PER TU COI LETTORI

Pastorino Luciano - Genova Sampierdarena

D - Vorrei realizzare lo « Starvation » (pag. 196 del n. 7-1958 della rivista), gradirei sapere:
Le caratteristiche del trasformatore d'uscita (sezione nucleo - tipo di ferro - numero spire primarie e secondarie e relative sezioni del filo).
Esistono eventualmente in commercio tipi di trasformatori d'uscita che soddisfino in pieno alle esigenze di detti amplificatori?
Quali sono le resistenze che comportano una tolleranza stretta.

R - Un T.U. già costruito è difficile da trovarsi sul mercato. Le trascriviamo i dati di un T.U. che risponde alle esigenze dello Starvation, ma che deve essere fatto avvolgere appositamente:
Dimensioni del pacco: 68 x 58 x 26 mm (ca);
Sezione del pacco: 26 x 22 mm;
Lamierini: 0,9 W/kg di perdita;
Traferro naturale (cioè montaggio dei lamierini non incrociati e senza spessore frapposto fra gli E e gli I);
Avvolgimento: Primario 2200 spire filo rame smaltato ∅ 0,18 mm; Secondario 60 spire filo rame smaltato ∅ 0,8 mm; Rapporto di trasformazione: 36,5.
Le resistenze a tolleranza stretta sono quelle che riguardano le polarizzazioni di due tubi, cioè la 680 Ω ± 2 % sul catodo della EL84; la 10 MΩ sulla griglia della EF86 (se non reperibile al ± 2 %, può servire anche al ± 5 %); inoltre la 2,2 MΩ in placca della EF86, in quanto vi è accoppiamento diretto alla griglia della EL84, ma la tensione di placca della EF86 dipende dalla corrente anodica, perciò occorre una regolazione sperimentale sul telaio già costruito.

Bacchini Franco - Torino

D - Vorrei costruire un apparato di alta fedeltà che possa in futuro essere trasformato in stereofonico. Vorrei usare i seguenti componenti:
1) Giradischi a una sola velocità con testina a riluttanza variabile per dischi stereo 45/45.
2) N. 2 preamplificatori HEATH (modello WA P2 da voi descritto nel fascicolo n. 5).
3) N. 2 amplificatori PHILIPS (amplificatore descrito nel fascicolo n. 7).
4) N. 2 bass reflex.
Naturalmente questo problema è legato al costo delle apparecchiature per cui la scelta è caduta su due possibili soluzioni, cioè:
1) Con amplificatore PHILIPS (basso costo); bass-reflex composto di un solo elemento trasduttore con altoparlante PHILIPS tipo 9758 da 7 Ω-10 W 50 ÷ 20.000 Hz - Diametro cono 220 mm.
L'eventuale unità per le note alte potrebbe trovare posto nello stesso mobile anti-risonante.
2) Con amplificatore WILLIAMSON tipo W5M descritto nel fascicolo n. 6 (alto costo); bass-reflex composto da unità separate.
a) altoparlante ISOPHON tipo P30/31/10T da 4 Ω-8 W 40 ÷ 7000 Hz - Diametro cono 280 mm.
b) altoparlante ISOPHON tipo P1826/25/11 da 4 Ω-6 W 60 ÷ 12.000 Hz - Ellittico 162 x 242.
c) altoparlante PHILIPS tipo 9766M bicono da 5 Ω-3 W 90 ÷ 19.000 Hz - Diametro cono 120 mm.
Naturalmente, nella seconda soluzione, non ho idea di come disporre gli elementi in una cassa di dimensioni ragionevoli (tipo bass-reflex RADIOCONI nell'attuale mostra milanese). La soluzione preferita è pertanto la prima in quanto il costo non è eccessivo e quindi di facile vendita alle persone amanti della buona musica, entusiaste della stereofonia, alle quali devo costruire i complessi.

R - Il collegamento dei vari elementi che Ella prospetta è senz'altro possibile. La difficoltà prevedibile sta nei comandi di volume degli amplificatori, comandi che dovrebbero essere accoppiati con l'aggiunta di un controllo di equilibratura o bilanciamento per ottenere l'identità di intensità sonora nei canali sinistro e destro.
Occorrerà quindi una minuziosa messa a punto dell'apparecchiatura in ogni singola installazione. D'altro canto una forte regolazione separata dei volumi acconsente all'auditore di spostarsi nell'ambiente, cioè di non essere obbligato a disporsi sull'asse centrale fra i 2 sistemi di altoparlanti.
Consiglierei inoltre l'adozione di un giradischi a 4 velocità; infatti per esperienza mi risulta che la sola esclusione dei 16 giri, rende troppo spesso l'apparecchio invendibile. Meglio offrire tutte le possibilità, quindi il suo impianto potrebbe essere composto come da lei pensato nella prima soluzione (la più economica) pensando che la stereofonia Hi-Fi è ancora di là da venire. La maggior parte dei complessi stereo odierni non sono di alta fedeltà, dato che la stereofonia predomina allo stesso modo che il colore in TV predomina sulla definizione.
Proceda pure come ha pensato con la soluzione prima e l'esito sarà più che soddisfacente.

Mario Rei - Roma

D - Sono in possesso di un mobile formato da tavole dello spessore di cm 3, e delle seguenti dimensioni interne: altezza cm. 66; larghezza cm 56,5; profondità cm. 35,5; cioè un volume interno di 132379,50 cm³; in esso vorrei allogarci un woofer da 30 cm di diametro. Chiedo quale altoparlante dovrei mettere in opera (marca e sigla di questo) e quali le dimensioni dell'apertura che dovrei praticare sul pannello frontale, dove è sito l'altoparlante.

R - Premesso che ottimi altoparlanti sono reperibili sul mercato, e che noi non possiamo dare la preferenza ad un prodotto particolare, per fissare le idee e rispondere alle Sue domande, poniamo:
Altoparlante Goodmans Audiom 70; 20 W con cono tipo « 1210 » avente frequenza di risonanza 35 Hz impedenza della bobina mobile 15 Ω (o a richiesta 8 Ω).
Diametro del foro per altoparlante, 28 cm.
Dimensioni della apertura rettangolare sotto all'altoparlante: 28 x 11 cm.
Distanza del centro del foro dell'altoparlante dal bordo superiroe del mobile: 20 cm.
Distanza fra il centro dell'altoparlante ed il centro dell'apertura rettangolare: 29 cm.
Le distanze sopra indicate rappresentano un compromesso per adattare il Suo mobile che è troppo basso (66 cm, mentre occorrerebbe 86 cm).

Massimo Floriani - Roma

D - Indicatemi il tipo e il fornitore del trasformatore di uscita per l'amplificatore Heat-Kit riportato nel n. 6-'58, a pag. 152, fig. 4.

R - Il ritrovamento delle parti staccate di apparecchi d'oltre Oceano è cosa assai difficile.
Per il trasformatore di uscita che Le interessa riteniamo che l'unico indirizzo utile sia:
LARIR - Milano - Piazza 5 Giornate, 1 - telef. 795762/3.
Se sfortunatamente la Larir non disponesse di un TU per push-pull di KT66 della Heatkit, sarebbe necessario rivolgersi direttamente a quest'ultima scrivendo a:
Heath Company - Benton Harbon - Michigan.
Ad ogni modo la Larir potrà fornirle i dati che le occorrono ed insegnarle la via più breve per venir in possesso del TU desiderato.

Rinaldo Novasconi - Milano

D - Possiedo un amplificatore con due distinte uscite e due distinte entrate, ossia con un canale per i bassi (20 ÷ 10.000 Hz) e con un canale per gli alti (5 ÷ 20 kHz). Chiedo se è possibile usare il controllo di volume in entrata oppure in altre parti del circuito; prospetto all'uopo diverse soluzioni che allego...

R - Ritengo senz'altro preferibile la sua 3ª soluzione, cioè quella con unico potenziometro regolatore di volume. Questa è la soluzione generalmente adottata. Il potenziometro deve essere a variazione logaritmica.

Daniele Iannotta - Siena

D - Vi prego di indicarmi quale Casa italiana commercia il giradischi Lenco semi-professionale, di cui è detto nel N. 3-1958, pag. 69-70 della vostra rivista.

R - L'indirizzo richiestoci è il seguente:
R.I.E.M. - Via S. Calocero, 3 - Milano - Telefono 383.090.

Rubrica dei dischi Hi - Fi

a cura del Dott. Ing. F. Simonini

La produzione stereo continua ad affermarsi sul mercato discografico anche se relativamente pochi sono i complessi stereo a disposizione degli amatori.

Della Decca presentiamo un ottimo Stero « Also Sprach Zarathustra » di Strauss che la stessa casa presenta anche in edizione normale.

Della Ricordi presentiamo invece due pezzi a 45 giri di musica sinfonica in modo da accontentare anche coloro che desiderano delle esecuzioni di prezzo moderato.

Caratteristiche tecniche degli apparati impiegati per la ricezione

Complesso monocanale per normali microsolco.

Giradischi professionale Garrard, testina rivelatrice Goldring a riluttanza variabile, e equalizzatore RIAA (New Orthofonic) preamplificatore con regolazione di volume a profilo (Loudness Control) amplificatore di tipo Williamson da 30 W di uscita con disposizione ultralineare.

Complesso di altoparlanti a combinazione mista labirinto reflex composto da: un altoparlante coassiale Tannoy (Gamma 20 - 20.000 periodi) un altoparlante di « presenza » Stentorium da 9 pollici, tre altoparlanti a cono rigido per le note acute a disposizione stereofonica.

Estensione della sala: 48 mq per 3,70 m di altezza. Complesso Festival gentilmente messo a disposizione dalla Prodel.

Complesso bicanale per dischi stereofonici.

Giradischi professionale Thorens con braccio Garrard e testina a riluttanza variabile speciale per stereo della Pickering.

Amplificatore stereo 12 + 12 W con controllo di bilanciamento, equalizzatore della caratteristica di registrazione (RIAA) e soppressore di fruscio. Doppio radiatore acustico realizzato con altoparlanti coassiali Tannoy componenti il modello Sinphony. Gentilmente messo a disposizione dalla Prodel.

Edizioni Decca

Disco SXL2154

Richard Strauss
Also Sprach Zarathustra Op. 30
Orchestra Philarmonica di Vienna - Al violino: Willi Boskowsky.
Direttore d'orchestra: Herbert Von Karajan.

L'evoluzione del gusto estetico di Strauss fu notevolmente influenzato da Nietzsche i cui scritti erano tenuti in gran conto dal compositore. In effetti molti dei personaggi di Strauss si rifanno al personaggio astratto, al superuomo delle opere di Nietzsche. Questo vale specie per alcune figure eroiche del Don Juan, Till Eulenspiegel, Ein Heldenleben e in questo « Così parlò Zaratustra ».

Esso iniziato nel febbraio 1896 fu completato nell'agosto e presentato al pubblico di Francoforte sul Meno nel novembre dello stesso anno.

La composizione si basa sul libro di Nietzsche che si intitolava anche « Un libro per tutti e per nessuno ». Non si tratta comunque di musica con intenti filosofici.

Lo stesso Strauss disse di aver inteso di descrivere con adatti brani musicali l'evoluzione del genere umano dalla sua origine, attraverso vari stadi della sua evoluzione fino all'idea niciana del Superuomo.

Strauss ha dato ottima prova di se rispettando l'assunto dell'opera con una composizione di grande respiro e di profonda ispirazione.

Sia l'ottimo complesso orchestrale che la famosa bacchetta di Karajan hanno contribuito a darci una bella esecuzione di ottima fattura.

La Decca ha molto curato la realizzazione Stereo di quest'opera che da questa nuova tecnica ricava effettivamente una notevole efficacia di azione orchestrale. Ottimo disco per i collezionisti.

Edizioni RCA Italiana

Disco LM 2355

Concerto n. 3 di Rachmaninoff.

Orchestra sinfonica « Of The Air » diretta da Kiril Kondrashin, con Van Cliburn al piano. Registrazione della Carnegie Hall del 19 maggio 1958.

Del binomio ormai famoso Van Cliburn e Kiril Kondrashin si è già parlato da queste pagine a proposito di un altro ottimo disco inciso negli studi della RCA.

Si trattava di uno dei più bei concerti di Ciaikowsky eseguito da Van Cliburn in una sua tournée in URSS. L'entusiasmo per Van Cliburn era stato tale che il direttore sovietico Kondrashin seguì Cliburn in U.S.A. per una tournée che ebbe pure largo successo di pubblico e permise alla RCA di incidere delle magnifiche esecuzioni.

Dopo il pezzo di Ciaikowsky viene ora presentato agli amatori della musica riprodotta questa superba esecuzione che venne ripresa su nastro nel maggio del '58 nella stessa occasione.

Veramente in questo disco è possibile notare tutto l'apporto di un complesso di ripresa sonora come quella della RCA.

Così il tocco incredibilmente delicato di Von Cliburn può essere reso in tutta la sua capacità di sfumatura.

Si deve parlare con ragione dell'arte della ripresa su nastro. Non si tratta tanto di riprodurre con la massima fedeltà i suoni quanto di giocare su quanto viene ripreso su nastro tenendo conto delle possibilità dei mezzi di riproduzione sonora in modo da realizzare il massimo risultato.

Sotto questo punto di vista questo è un disco di eccezione così come lo è stato quello a suo tempo da noi già presentato con la musica di Ciaikowsky.

Edizioni RCA

Sidney Bechet Blues in the air.
Non è un disco di grande fedeltà. Motivo: Si tratta di incisioni che vanno dal 32 al 40 al 41.
Però dal punto di vista dell'esecuzione, dell'importanza della storia del Jazz, specie « Vecchia Maniera » è un'incisione del massimo interesse.
Sidney Bechet è uno dei più noti musicisti dello stile di New Orleans. La sua massima fama la conquistò come sassofono soprano. Nel dopoguerra partecipò al festival del Jazz a Parigi nel 1949. Finì per stabilirsi a Parigi dove diventò una figura leggendaria al punto da venir chiamato « Sidney le Dieu ».
Bechet ha inciso innumerevoli facciate di dischi con le formazioni più varie. Le migliori sono quelle fatte col complesso dei « New Orleans Featwarmer ». Questo disco ne raccoglie due che risalgono al 1932 e 11 del 1941.

Edizioni Ricordi

Disco 45 ERC 25008

Schubert: Improvviso in la bem., op. 90 n. 4 - Improvviso in la bem., op. 142 n. 2. Pianista Paul Badura Skoda.

Questi « improvvisi » composti da Franz Schubert nel 1827 appartengono alla raccolta dei « quattro Impromptus Op. 90 » e « quattro Impromptus Op. 142 ».
Sono composizioni per piano che contengono in limiti inusuali per Schubert nel tono neutro del pianoforte l'inconfondibile esuberanza strumentale Schubertiana.
Indubbiamente i « Lieder » le sinfonie e la musica da camera ci danno in misura migliore un'idea del genio musicale Schubertiano.
Tuttavia queste composizioni per piano (perfettamente riprodotte dai 10.000 Hz massimi consentiti dai 45 giri) permettono di apprezzare un'aspetto finora poco conosciuto della personalità musicale di questo maestro del Romanticismo.
Ottima la sonorità di riproduzione del pianoforte. Questo disco piacerà senz'altro agli amatori di questo strumento musicale.

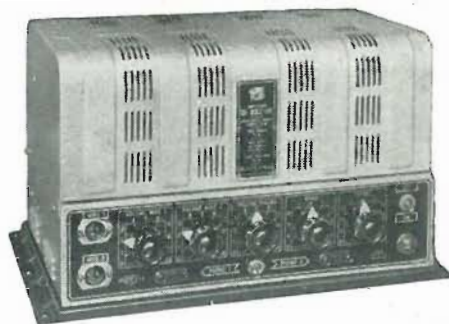
COMUNICAZIONE AGLI ABBONATI

E' noto che l'amministrazione di « alta fedeltà » ha promesso a tutti i nuovi abbonati dal 1° gennaio 1959, l'invio a domicilio di un disco fonografico in omaggio. Sfortunatamente abbiamo dovuto cessare dall'effettuare le spedizioni di tali dischi, perchè questi giungevano a destinazione per la maggior parte rotti. Per non venir meno alla promessa siamo venuti nella determinazione di lasciare all'abbonato la scelta fra queste due soluzioni:
1) richiedere l'invio del disco a rischio e pericolo di riceverlo rotto, o provvedere al ritiro presso la nostra sede (Milano, via Senato 28);
2) sostituire il disco con un raccoglitore per i 12 fascicoli dell'annata 1959 di « alta fedeltà », analogamente al raccoglitore per la rivista « l'antenna ». L'invio del raccoglitore potrà essere fatto insieme con quello per l'annata 1960.
Ci affidiamo dunque al diritto di opzione da parte dei nostri gentili abbonati.

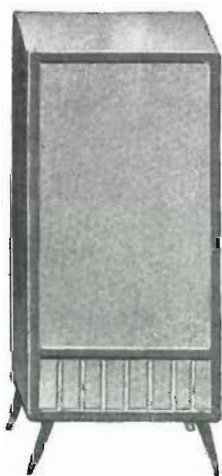
G290-V

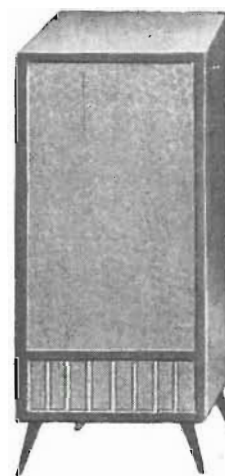
G232-HF

AMPLIFICATORI ALTA FEDELTÀ per uso generale

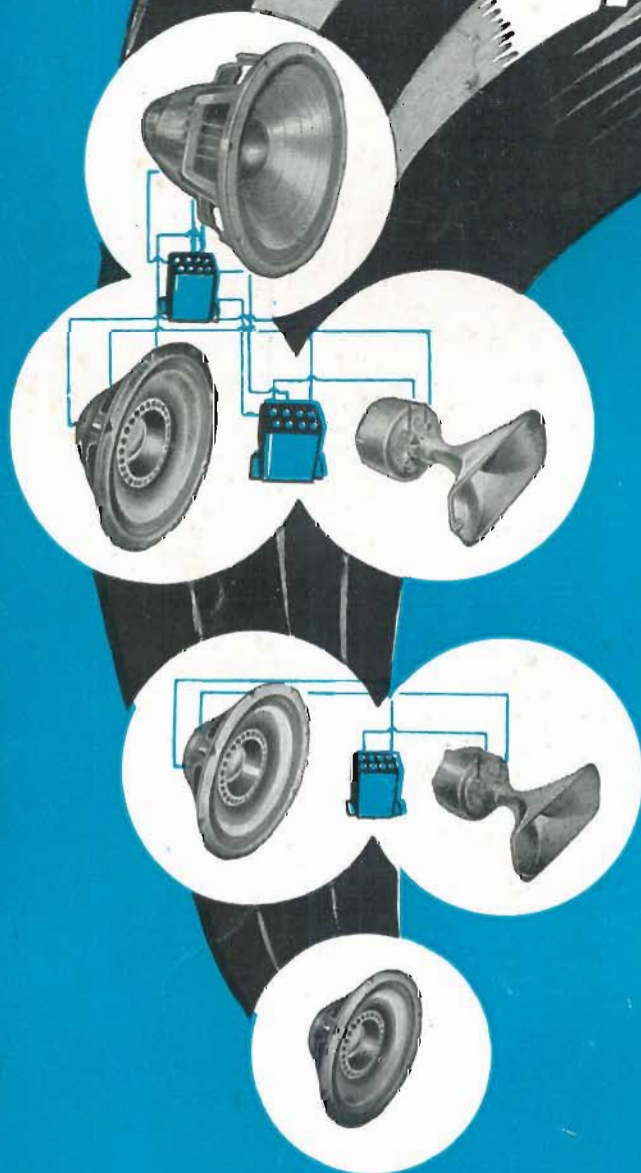
Preamplificatore microfonico a 5 canali d'entrata indipendentemente regolabili e miscelabili - Risposta lineare tra 30 e 15.000 Hz - Uscita a bassa impedenza - Misuratore di livello facoltativamente inseribile - Per usi professionali, per i grandi impianti d'amplificazione, quando sia richiesta la possibilità di mescolare diversi segnali d'entrata.
Prezzo L. 55.200 (tassa valvole L. 220).

Amplificatore Alta Fedeltà atto ad erogare una potenza d'uscita di 20 watt BF con una distorsione inferiore all'1% - Risposta lineare da 20 a 20.000 Hz (± 1 dB) - Intermodulazione tra 40 e 10.000 Hz inferiore all'1% - Tensione rumore: ronzio e fruscio 70 dB sotto l'uscita massima - Circuiti d'entrata: 2 canali micro (0,5 MΩ) - 1 canale pick-up commutabile su due entrate. Possibilità di miscelazione tra i tre canali - Controlli: volume micro 1, volume micro 2, volume pick-up, controllo note alte, controllo note basse.
Prezzo L. 62.500 (tassa valvole L. 385).

COMPLESSO AMPLIFICATORE STEREOFONICO

L'impianto stereofonico GELOSO, studiato per rispondere pienamente alle più avanzate esigenze della riproduzione stereofonica ad Alta Fedeltà, è formato dai componenti sottoelencati.

2 mobili diffusori di pregiata fattura, N. 3106, ognuno munito di 2 altoparlanti dinamici e di filtro discriminatore.

1 preamplificatore G235 - HF a cinque canali d'entrata e con due canali d'amplificazione per funzionamento monoaurale e stereofonico.

1 amplificatore finale a due canali 10 + 10 watt BF con distorsione inferiore all' 1%; risposta lineare ± 1 dB da 20 a 20.000 Hz; per funzionamento stereofonico o monoaurale.

1 complesso fonografico stereofonico N. 3005, a 4 velocità 16, 33, 45 e 78 giri) per dischi normali e stereofonici.

SUI MERCATI DEL MONDO GELOSO ALL'AVANGUARDIA DAL 1931

NUOVA REALIZZAZIONE DELLA

University Loudspeakers

80 Sout Kensico Ave. White Plains, New York

PER IL MIGLIORAMENTO AGRESSIVO DELL'ASCOLTO

Amatori dell'Alta Fedeltà!

La « UNIVERSITY » ha progettato i suoi famosi diffusori in modo da permetterVi **oggi** l'acquisto di un altoparlante che potrete inserire nel sistema più complete che realizzerete **domani**.

12 piani di sistemi sonori sono stati progettati e la loro realizzazione è facilmente ottenibile con l'acquisto anche in fasi successive dei vari componenti di tali sistemi partendo dall'unità base, come mostra l'illustrazione a fianco. Tali 12 piani prevedono accoppiamenti di altoparlanti coassiali, triassiali, a cono speciale, del tipo « **extended range** » con trombetta o « **woofers** » e con l'impiego di filtri per la formazione di sistemi tali da soddisfare le più svariate complesse esigenze.

Seguite la via tracciata dalla « UNIVERSITY »!

Procuratevi un amplificatore di classe, un ottimo rivelatore e delle eccellenti incisioni formando così un complesso tale da giustificare l'impiego della produzione « UNIVERSITY ». Acquistate un altoparlante-base « UNIVERSITY », che già da solo vi darà un buonissimo rendimento, e... sviluppate il sistema da voi prescelto seguendo la via indicata dalla « UNIVERSITY ».

Costruite il vostro sistema sonoro coi componenti « UNIVERSITY » progettati in modo che altoparlanti e filtri possono essere facilmente integrati per una sempre migliore riproduzione dei suoni e senza tema di aver acquistato materiale inutilizzabile.

Per informazioni, dettagli tecnici, prezzi consegne, ecc. rivolgersi ai:

DISTRIBUTORI ESCLUSIVI PER L'ITALIA:

PASINI & ROSSI - GENOVA

Via SS. Giacomo e Filippo, 31 (1° piano) - Telefono 83.465 - Telegr. *PASIROSSI*

Ufficio di Milano: Via Antonio da Recanate, 5 - Telefono 278.855